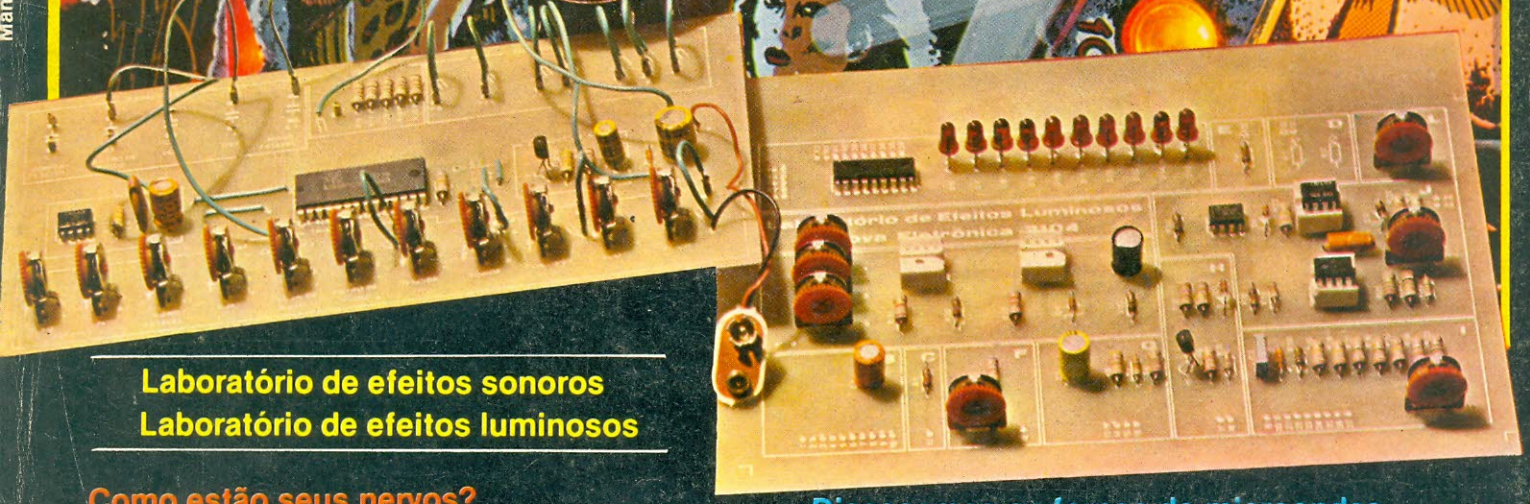
NOVA ELETRONICA

N.º 36 — FEVEREIRO/Cr$ 50,00

COD. 1106
Manaus, Santarém, Rio Branco, Alfamira, Boa Vista, Macapá, Porto Velho, Jiparaná, (Via aérea) Cr$ 65,00



Laboratório de efeitos sonoros
Laboratório de efeitos luminosos

Como estão seus nervos? O nervo-teste lhe dirá

Na seção Prática, um conversor de onda senoidal para quadrada e um traçador de curvas

Dissecamos os fornos de microondas

Apresentamos o versátil e poderoso Z8000

Curso de semicondutores — 27.ª lição
Prática nas técnicas digitais — 14.ª lição

SOM EM ALTA-FIDELIDADE "NOVIK"

"9 PROJETOS GRÁTIS" PARA VOCÊ MONTAR SUA CAIXA ACÚSTICA, IGUAL AS MELHORES IMPORTADAS

MONTE SUA PRÓPRIA CAIXA ACÚSTICA PARA VOCÊ CURTIR OU DANÇAR

Projetos de 5" até 15"
e de 10 W até 90 W de potência,
usando sistemas de alto-falantes
de Alta-Fidelidade "NOVIK", com som igual
ao das melhores importadas.

INSTALE O MELHOR SOM EM SEU AUTOMÓVEL COM ALTO-FALANTES "NOVIK"

De 10 W até 50 W de potência.
Coaxiais: PES-C e FPS-C.
Woofers: PES e FPS-A.
Tweeters: NT2-S - SA e SB.
Alto rendimento: FMS
Para portas da frente: 5 FME e 6 FPE

AGORA VOCÊ JÁ PODE MONTAR SUA CAIXA DE SOM PARA INSTRUMENTOS MUSICAIS

Projetos até 200 W de potência,
usando os alto-falantes "Pesadões-NOVIK",
especiais para Guitarra, Contra-baixo,
Órgão e Voz.

A "NOVIK" que, pela sua produção, quantidade e qualidade de fregueses nacionais e internacionais se constitue numa das maiores fábricas de alto-falantes de alta-fidelidade do mundo,
lhe oferece, GRATUITAMENTE, valiosíssimos projetos de caixas acústicas.

Projetos estes de valor real incalculável, se analisarmos quanto custou o enorme trabalho de pesquisa, desenvolvimento e testes de laboratório, realizado por Engenheiros e Técnicos de Som altamente especializados para se conseguir sonofletores que representam o que de melhor existe hoje em reprodução sonora.

São os mesmos projetos usados pela maioria dos melhores fabricantes nacionais e, também, exportados para 14 países dos 5 continentes.

PEDIDOS PARA:

NOVIK S.A. Cx. Postal: 7483- S.Paulo - SP.

NOVA ELETRONICA

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL LEONARDO BELLONZI
CONSULTORIA TÉCNICA Geraldo Coen / Joseph E. Blumenfeld / Juliano Barsali / Leonardo Bellonzi
REDAÇÃO Juliano Barsali / José Roberto da S. Caetano / Paulo Nubile
DIAGRAMADOR Eduardo Manzini
ARTE Eduardo Manzini / Antonio T. Chaves / Maria T. Koffler / Miguel Angrisani / Roseli Julias
CORRESPONDENTES: NEW YORK Guido Forgnoni / *MILÃO* Mário Magrone
COMPOSIÇÃO J.G. Propaganda Ltda. / *FOTOLITO* Estúdio Gráfico M. F. Ltda.
IMPRESSÃO Cia. Lithographica Ypiranga / *DISTRIBUIÇÃO* Abril S.A. Cultural e Industrial
NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da *EDITELE* — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
Redação, Administração e Publicidade Rua Geórgia, 1.051 — Brooklin — SP.
TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA — CAIXA POSTAL 30.141 - 01000 S. PAULO, SP. REGISTRO Nº 9.949-77 — P.153

Kits
Um laboratório de efeitos luminosos com uma infinidade de aplicações 2
Um laboratório de efeitos sonoros de um só integrado 12

Seção do principiante
Nervo-teste — um desafio aos seus nervos 21
O problema é seu 26

Teoria e informação
Livros em revista 28
Conversa com o leitor 30
O advento dos fornos de microondas 33
Antologia dos pré-amplificadores integrados 39
A tabela do mês 46
Idéias do lado de lá 47

Áudio
Em pauta... 48
A importância da direcionalidade dos alto-falantes 50
Um distorcedor *fuzz* para guitarras elétricas 53

Prática
Um conversor senoidal/quadrada para o laboratório 56
Prático traçador de curvas de semicondutores 59

Engenharia
Prancheta do projetista — série nacional 64
Como o processo BIFET beneficiou os operacionais 66

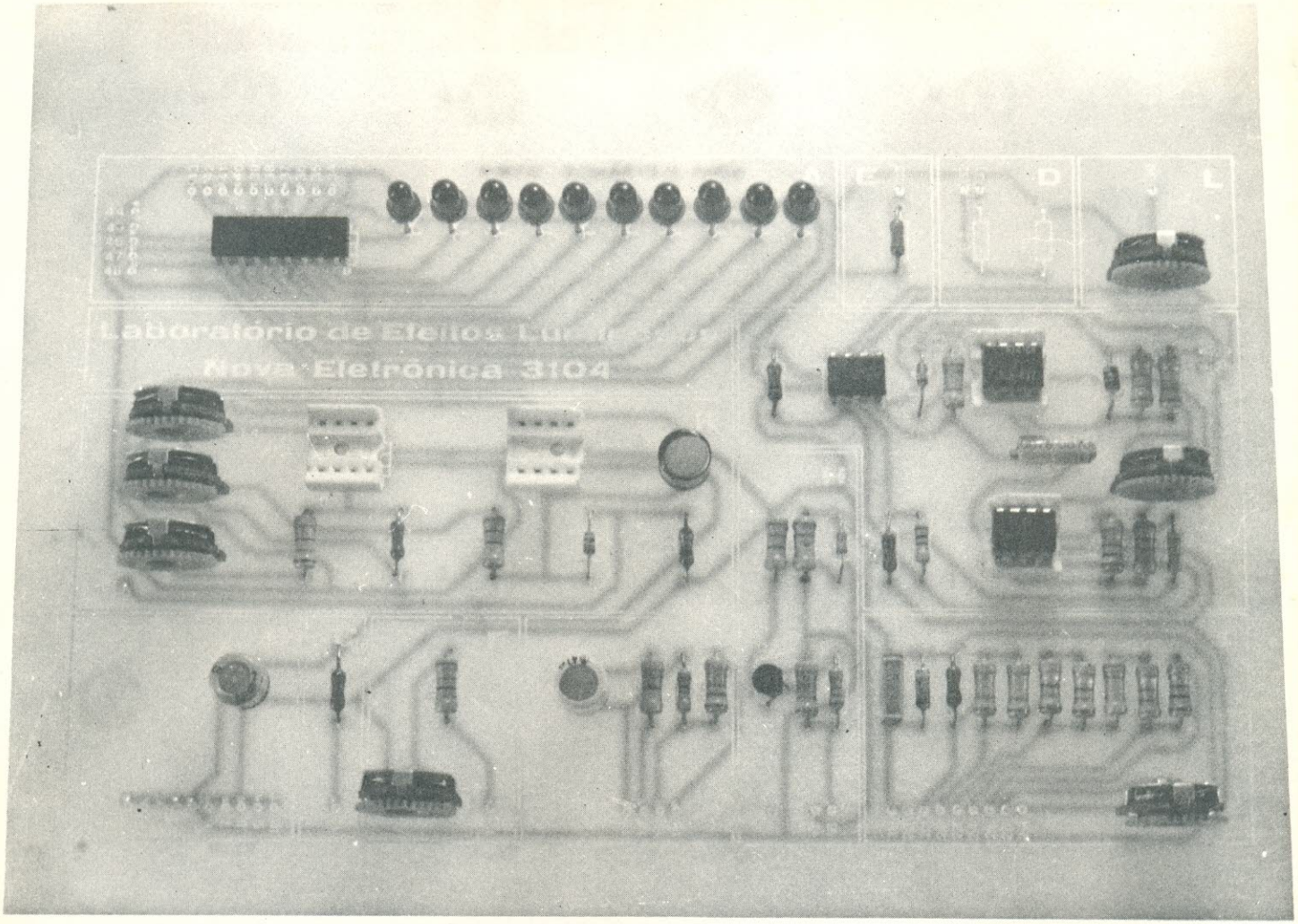
Suplemento BYTE
As duas versões do microprocessador Z8000 71
O 8080 para principiantes — 11ª lição 81

Cursos
Curso de semicondutores — 27ª lição 94
Prática nas técnicas digitais — 14ª lição 97

ANTENNA
EDIÇÕES TÉCNICAS LTDA.
RUA VITÓRIA N.º 379/383
TEL.: 221-0583
SÃO PAULO - SP

Todos os direitos reservados; proibe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente provados em laboratório próprio antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

LABORATÓRIO DE EFEITOS LUMINOSOS



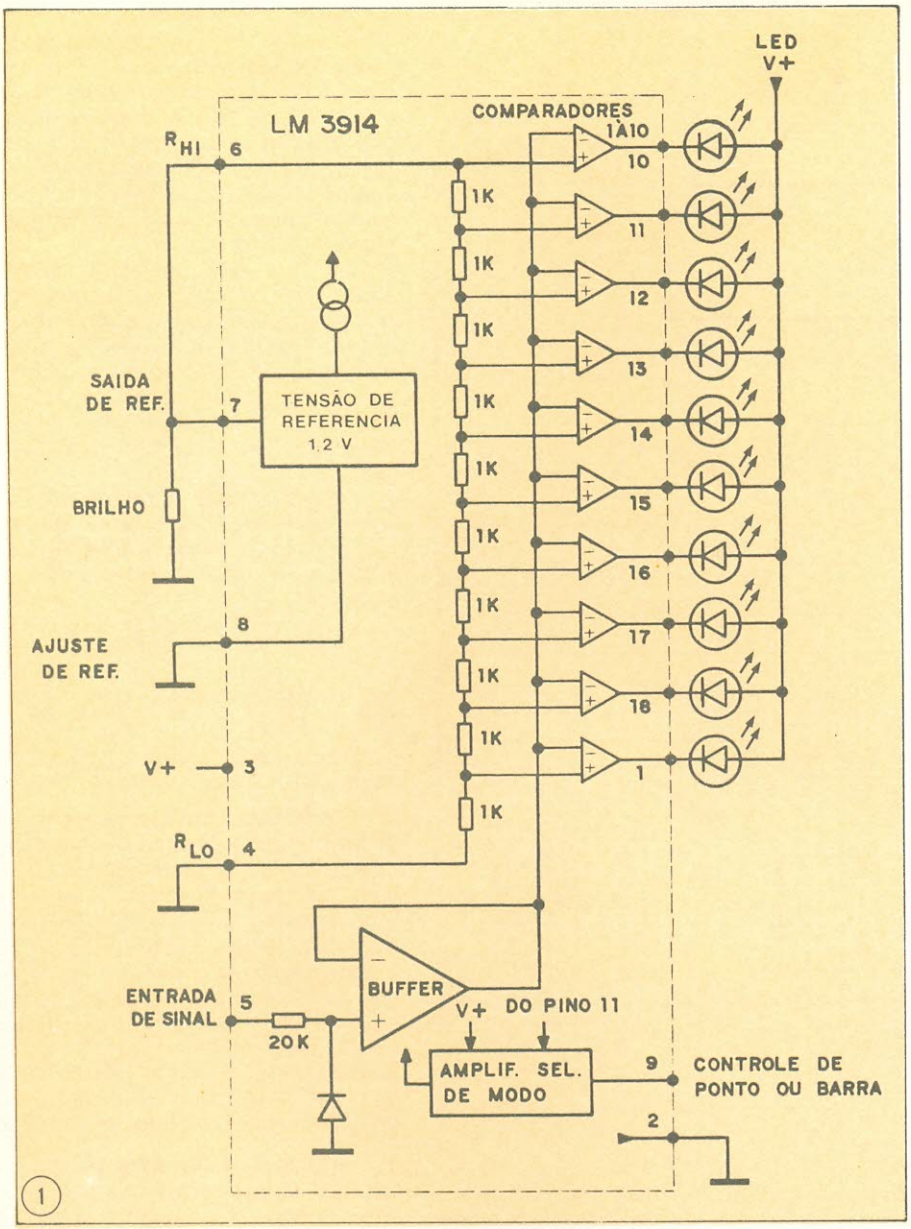
Explorar as qualidades do LM 3914, essa é a idéia básica do "Laboratório de efeitos luminosos". O integrado, recém lançado pela National Semiconductor, constitui-se numa série de comparadores que podem comandar 10 LEDs nas suas saídas, em dois modos de operação — DOT e BAR. Mais ainda: conectando-se vários integrados em série, pode-se estender a escala para mais de 100 LEDs.

Reunimos esses elementos numa placa e o resultado foi uma espécie de mini-laboratório em forma de kit. A partir dele você poderá montar diversos dispositivos práticos, alguns dos quais encontram-se com as indicações necessárias neste artigo.

Veja a seguir: quem é, como funciona e como usar o novo LM 3914, através do "Laboratório de efeitos luminosos".

- *Um indicador de níveis de tensão com 10 LEDs, acionados por um único integrado.*
- *Com dois modos de operação:* **ponto** *(acendimento de um LED a cada vez) e* **barra** *(acendimento de um LED a cada vez, mas sem que os anteriores apaguem).*
- *Fundo de escala programável e controle de brilho dos LEDs.*
- *Possibilidade de expansão da escala para mais de 100 LEDs, com a interligação de vários* kits.
- *Versatilidade comprovada em múltiplas aplicações: termômetros, detectores de zero, tacômetros, voltímetros com* range *extendido e indicação de* overload, *indicadores de tensão da rede, luzes seqüenciais, etc.*

Esse CI nada mais é que uma série de comparadores que acionam 10 LEDs de acordo com a tensão que lhe é aplicada na entrada. O acionamento pode se dar de duas maneiras: no modo "ponto", ou DOT, que faz com que a cada vez que um LED da seqüência acenda, o anterior se apague; no modo "barra", ou BAR, em que os LEDs anteriores permanecem acesos. O LM 3914 permite a programação da tensão de fundo de escala e do nível inicial de referência, graças a que é possível a ligação de vários deles em série, fazendo com que as escalas sejam expandidas para mais de 100 LEDs. A corrente fornecida aos LEDs também é regulada e



programável, o que proporciona um controle de brilho para os mesmos.

Esmiucemos um pouco as entranhas do LM 3914 para melhor entender o seu funcionamento. Atente para a figura 1, onde está o diagrama de blocos simplificado do dispositivo. Entre os pinos 2 e 3 encontra-se a alimentação do circuito, que pode situar-se entre 3 e 25 VCC positivos. O sinal analógico de entrada deve ser aplicado ao pino 5, de onde passará por um *buffer* de alta impedância de entrada protegido contra sobrecargas de até ±35 V. Uma observação importante: colocando-se um resistor de 39 kohms em série com o pino 5, tensões de até ±100 V não causarão dano ao integrado.

Do *buffer* o sinal é enviado então aos 10 comparadores, cada um polarizado com diferentes níveis de comparação. Entre os pinos 7 e 8 o integrado apresenta uma fonte de referência interna de 1,25 V. Na figura 1 vê-se que essa referência foi aplicada diretamente ao pino 6 (R_{Hi}), de modo que os divisores de tensão nas entradas não-inversoras dos comparadores façam com que para cada incremento de 125 mV seja acionado um novo LED. Dessa forma teremos um fundo de escala de 1,25 V. Este fundo de escala pode ser mudado, variando-se o referencial do pino 8, que no nosso caso (figura 1) acha-se ligado ao terra. Observando a figura 2 temos:

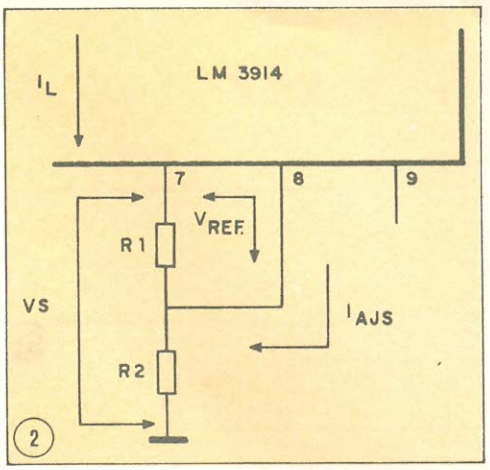
$$V_S = V_{ref}(1 + \frac{R2}{R1}) + I_{aj} \cdot R2$$

Como I_{aj} é no máximo 120 µA, podemos aproximar a fórmula para:

$$V_S = V_{ref}(1 + \frac{R2}{R1})$$

Com essa fórmula podemos, através da variação de R2 e/ou R1, alterar o fundo de escala do integrado de 1,25 para até 12 V, quando essa tensão de referência é aplicada ao pino 6.

Outra importante característica é a possibilidade de, através da simples variação de R1, alterar a corrente fornecida aos LEDs e conseqüentemente o



seu brilho. Essa corrente é dada pela fórmula:

$$I_{LED} = \frac{12,5}{R1}$$

A corrente pode atingir, então, valores de 2 a 30 mA.

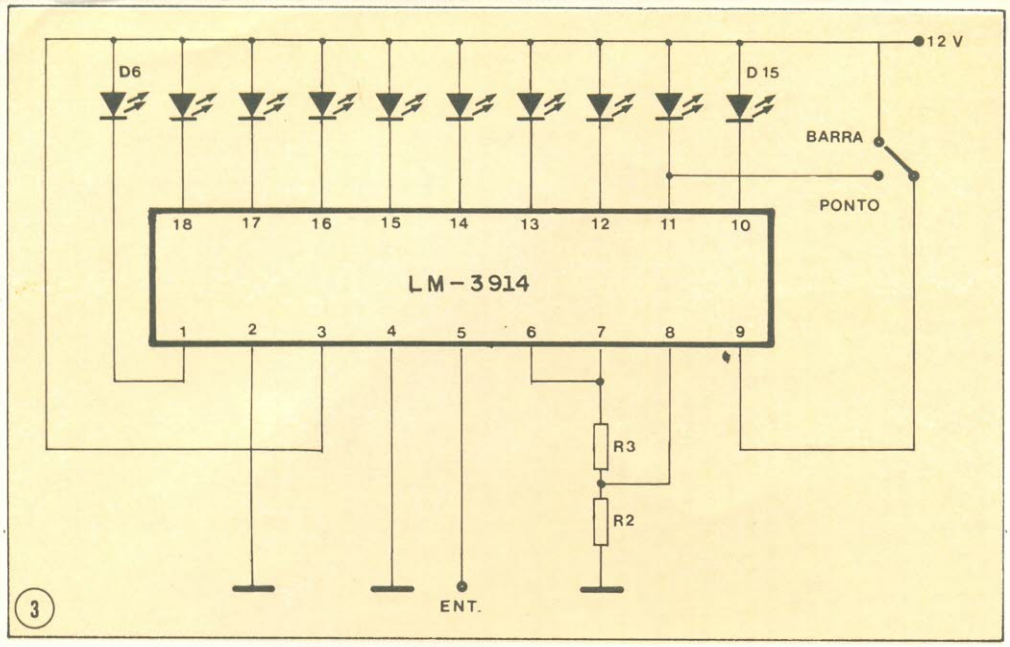
O pino 9, que determina a operação em "ponto" ou "barra", também é utilizado quando se deseja expandir o sistema para mais de 10 LEDs. Se o pino 9 é conectado a VCC (diretamente ao pino 3) temos o modo "barra", e se é ligado ao pino 11 temos o modo "ponto". É interessante notar que nesse modo (ponto) a passagem de um LED ao próximo não se faz instantaneamente. O brilho do primeiro diminui enquanto o do seguinte aumenta gradualmente. Quando o segundo atingir o brilho máximo, o anterior estará totalmente apagado. Essa característica assegura que pelo menos um LED fique aceso, assinalando sempre que o sistema está em funcionamento. Para conectar mais de um LM 3914, o pino 9 do anterior deverá ser ligado ao pino 1 do próximo, no modo ponto, fazendo com que o 10.º LED do integrado anterior se apague quando se iniciar o acendimento do 1.º LED do próximo CI.

Essas seleções obtidas pelo pino 9 são devidas às tensões que lhe são fornecidas. Para o modo "barra" é necessária uma tensão dentro de 20 mV de VCC (pino 3), para o modo "ponto" perto de 200 mV ou mais abaixo de VCC, e com uma tensão de cerca de 0,9 V abaixo de V_{LED} (no nosso caso igual a VCC) teremos o décimo LED apagado.

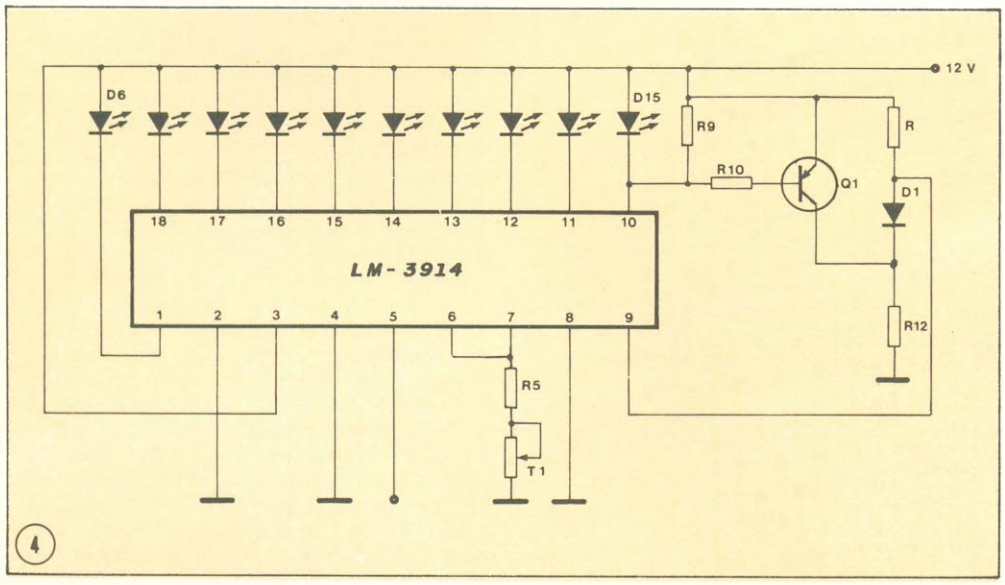
O LM 3914 é também compatível com circuitos digitais, pois suas saídas podem ser ligadas à lógica TTL ou CMOS.

Aplicações do "Laboratório de efeitos luminosos"

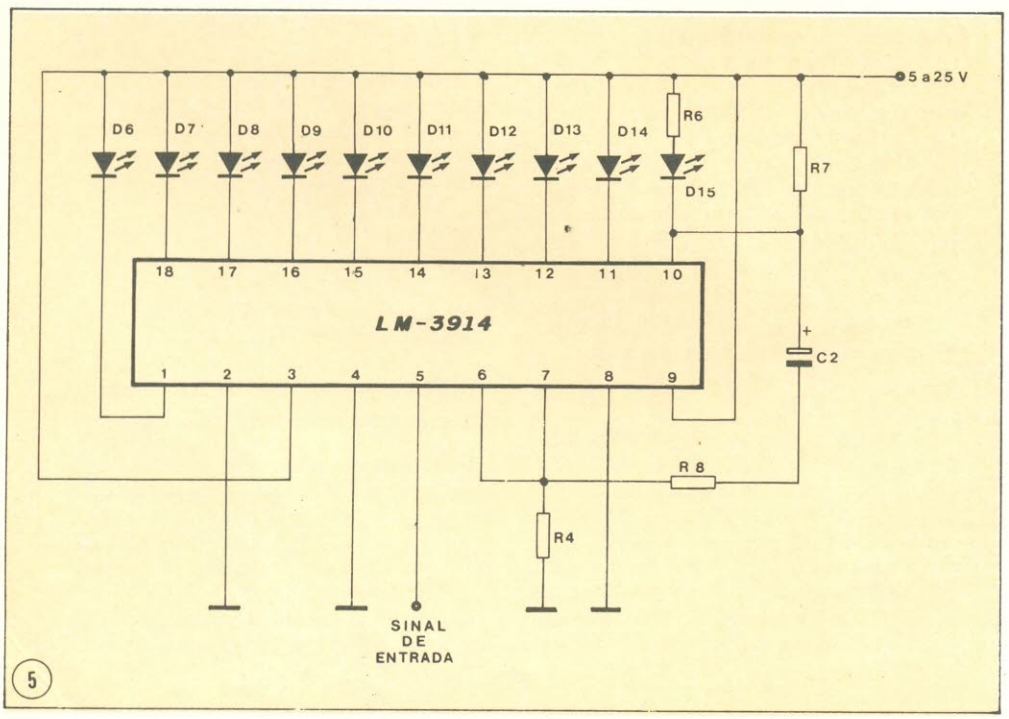
Algumas dentre as inúmeras aplicações do LM 3914: voltímetros com faixa de medição estendida e indicação de sobrecarga, termômetros, detectores de zero, indicadores de nível com alarme, tacômetros, indicadores de tensão da rede, programadores ou controladores de 10 ou mais passos, ➡



3



4



5

luzes seqüenciais, etc. Além dessas, com o uso de optoacopladores, há possibilidade de acoplamento do integrado a relês e lâmpadas incandescentes, o que ampliará ainda mais o seu campo de ação e o tornará adequado a várias outras situações, conforme a necessidade do usuário.

Diversas aplicações foram selecionadas e a concepção desse *kit* se fez de modo que todas elas pudessem realizar-se a partir do mesmo módulo básico. Assim, o "laboratório" possui diversos blocos que, através da interligação por *jumpers* entre vários molex, oferecerão as seguintes possibilidades:

1. **Medidor com fundo de escala e brilho variáveis.** Como já explicamos anteriormente, é possível variar o brilho e o fundo de escala obedecendo às equações:

$$I_{LED} = \frac{12,5}{R3}$$

$$V_S = 1,25\,(1 + \frac{R2)}{R3}$$

Na figura 3 vemos o circuito que possibilita esta aplicação.

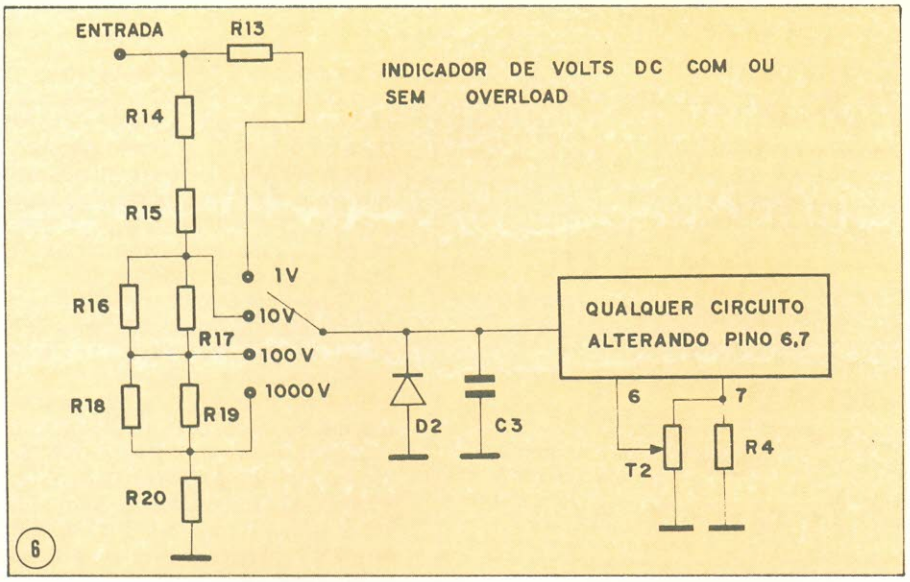
2. **Indicador com alarme e controle de brilho/fundo de escala — mudança de ponto para barra.** A figura 4 mostra esta aplicação. O circuito adicional atua fazendo com que Q1 se sature quando o décimo LED (D15) se acende e provocando a conseqüente condução de D1, o que leva o pino 9 do integrado a VCC. Desta forma o circuito opera normalmente em "ponto" e quando atinge o décimo LED (D15) muda,para "barra". Também foi introduzido um controle de brilho para os LEDs.

3. **Indicador barra com alarme pisca-pisca.** Como se pode ver pela figura 5, o capacitor C2 funciona como um oscilador, de modo que quando o décimo LED (D15) é atingido, ele e todos os anteriores começam a piscar, dando a indicação de alarme ou mesmo *overload* (sobrecarga), para o caso de voltímetros.

OBS.: Apenas para efeito de informação, nos dois indicadores com alarme apresentados, não é preciso acionar o alarme necessariamente no 10º LED (D15); qualquer dos anteriores poderá ser utilizado para acionar a indicação, mas uma vez dado o alarme, todos os LEDs seguintes continuarão nessa mesma condição.

4. **Indicador de volts CC com *overload*.** Na figura 6 vemos um divisor resistivo que altera as escalas para 1, 10, 100 e 1000 V. Se utilizarmos qualquer dos circuitos de alarme anteriores podemos conseguir uma indicação de *overload*.

Na entrada, entre o divisor resistivo e o circuito de alarme foi colocado um zener para limitação da tensão, ao lado de um capacitor para filtragem de possíveis ruídos que possam apare-



cer. Note também que desta vez foi acrescentado um trimpot para diminuir a tensão de referência injetada no pino 6 para 1 V. Essa modificação também causará uma alteração na corrente fornecida ao LED.

5. **Medidor com mais de 10 segmentos (20 a mais de 100 segmentos).** Veja a figura 7. Pode-se expandir o sistema para até 100 LEDs, acoplando 10 *kits*. Para isso você deverá seguir as instruções:

modo ponto — para mais de 10 segmentos continue conectando o pino 9 do integrado anterior ao pino 1 do seguinte, sendo que no último integrado o pino 9 deve ligar-se ao pino 11 do próprio.

modo barra — os pinos 9 de todos os integrados devem ser conectados a VCC.

modo ponto ou barra — os pinos 8 e 4 do integrado posterior devem ser ligados ao pino 6 do anterior, sendo que no caso do primeiro integrado, ambos devem conectar-se ao terra (vide figura 7). O restante das conexões é idêntico em todos os integrados.

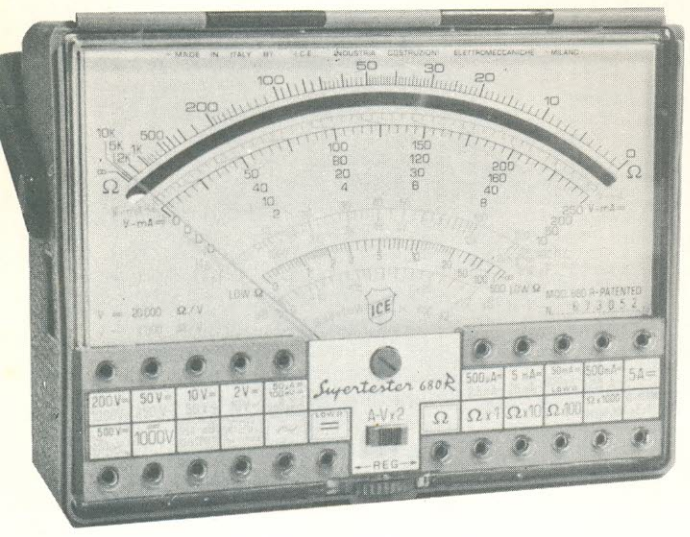
6. **Indicador de tensão da rede.** Para essa aplicação é necessário que tenhamos um circuito adicional que transforme a tensão de 110 V alternada da rede em contínua e compatível com o sistema. Este circuito é apresentado na figura 8 e fará com que os LEDs indiquem tensões de 102 a 120 volts, mostrando assim qualquer possível variação da rede. O circuito consta de um redutor de tensão (R21 e R22) na entrada, seguido por três operacionais, um funcionando como conversor CA/CC através de R23, D4 e C4, e os outros dois calculados de modo que os LEDs sejam acionados a cada 2 V com 110 V correspondendo ao quinto LED (D10).

7. **Luzes seqüenciais com gerador de funções.** Ligando-se à entrada do LM 3914 um gerador de funções com diversas formas de onda, podemos conseguir com os 10 LEDs uma grande variedade de efeitos visuais. Ainda com a possibilidade de, por meio de relês, optoacopladores e tiristores, acionar lâmpadas de grande potência, este *kit* poderá prestar-se a muitas aplicações do tipo iluminação de bailes, boates e discoteques, anúncios luminosos, etc.

Como nem todos possuem um gerador de funções, incluímos neste *kit* um gerador de onda triangular com dois operacionais, projetado para apresentar tensões compatíveis com a entrada do integrado.

Para se ter uma idéia de seu funcionamento, devemos primeiro observar a figura 9. Um dos amp op é integrador e o outro é comparador. Supondo a entrada de CIB em + VCC, CA carrega-se ➡

O SUPERTESTER PARA TÉCNICOS EXIGENTES!!!



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

10 funções, com 80 faixas de medição:

VOLTS C.A.	— 11 faixas de medição: de 2 V a 2500 V
VOLTS C.A.	— 13 faixas de medição: de 100 mV a 2000 V
AMP. C.C.	— 12 faixas de medição: de 50 uA a 10 A
AMP. C.A.	— 10 faixas de medição: de 200 uA a 5 A
OHMS	— 6 faixas de medição: de 1/10 de ohm a 100 megohms
REATANCIA	— 1 faixa de medição, de 0 a 10 Megohms
CAPACITANCIA	— 6 faixas de medição: de 0 a 500 pF — de 0 a 0,5 uF — e de 0 a 50 000 uF, em quatro escalas
FREQUÊNCIA	— 2 faixas de medição: de 0 a 500 e de 0 a 5000 HZ
V SAÍDA	— 9 faixas de medição: de 10 V a 2500 V
DECIBÉIS	— 10 faixas de medição: de -24 a + 70 dB

Fornecido com pontas de prova, garras jacaré, pilhas, manual e estojo.

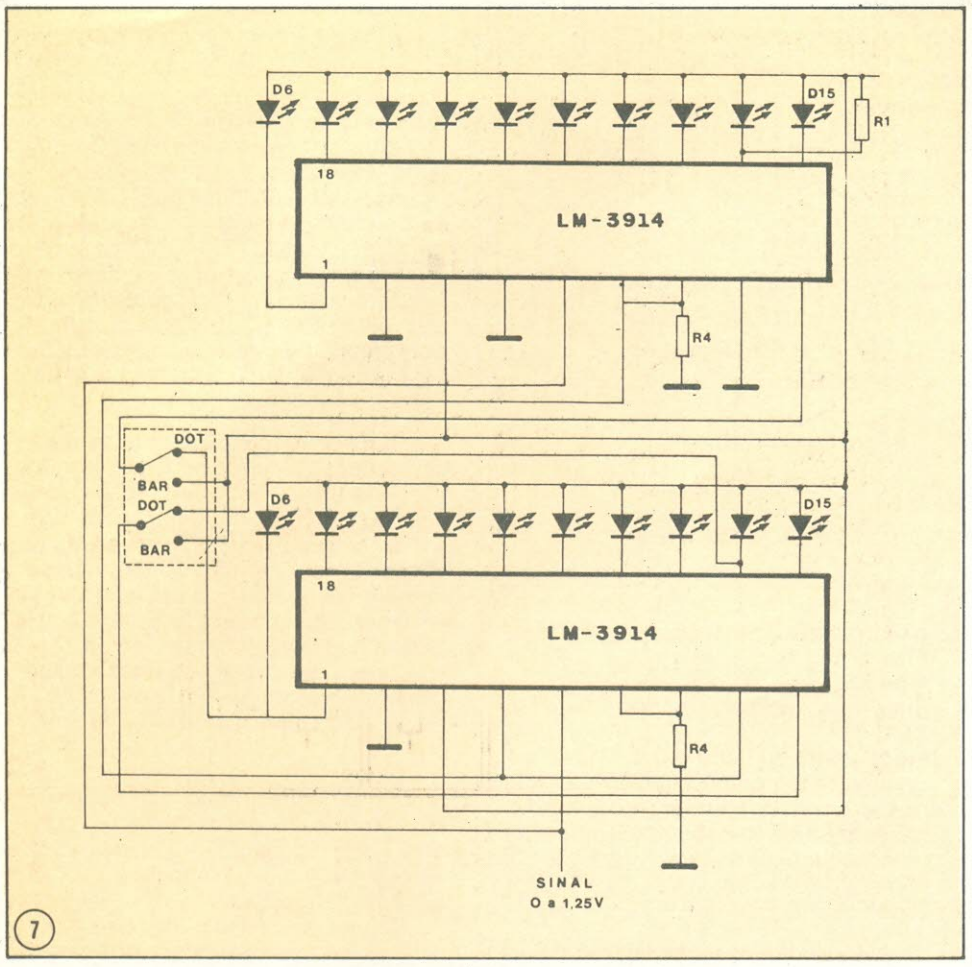
PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

Estamos admitindo representantes ou vendedores autônomos

PEÇAM FOLHETOS ILUSTRADOS COM TODOS OS INSTRUMENTOS FABRICADOS PELA «I.C.E.» — INDÚSTRIA COSTRUZIONI — ELETTROMECCANICHE, MILÃO

Comercial Importadora Alp Ltda.

Alameda Jaú, 1528 — 4.º andar — conj. 42 — fone: 881-0058 (direto) 852-5239 (recados) CEP 01420 — S. Paulo — SP

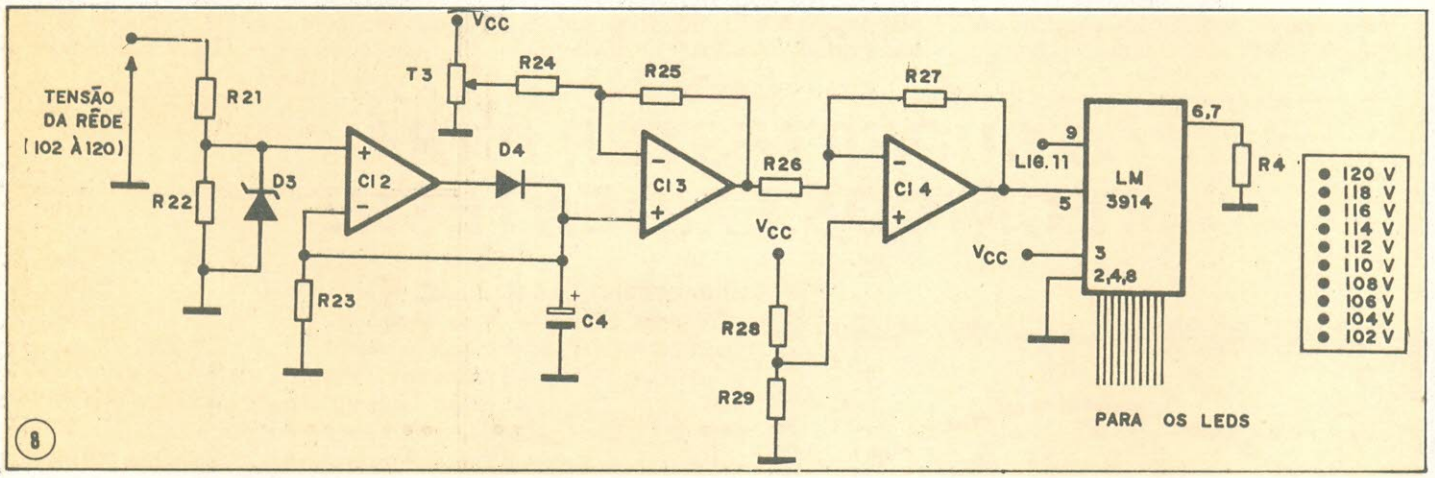


7

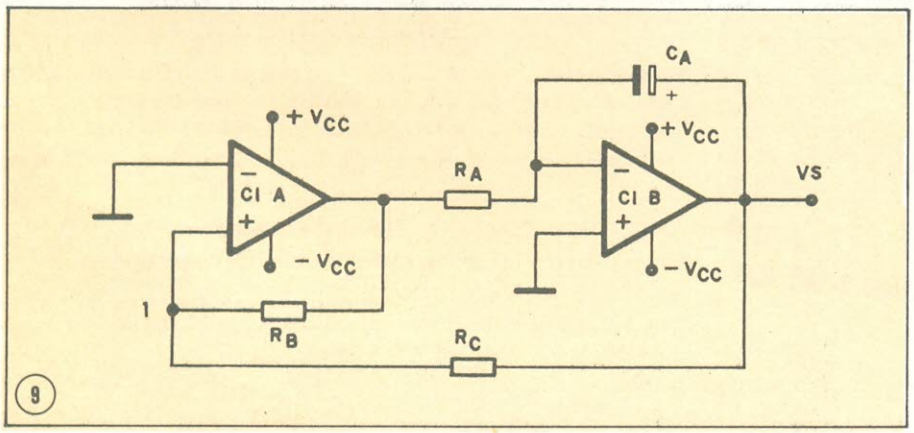
causando uma realimentação no ponto 1 através de RC. Quando essa tensão chegar a zero, a saída de CIA mudará para — VCC, descarregando o capacitor e carregando-o com polaridade invertida; então o processo se repetirá até que CIA mude para + VCC novamente. Dessa forma temos na saída uma forma de onda triangular.

Como não é conveniente o uso de uma alimentação simétrica, pois nem todas as pessoas possuem uma fonte adequada, além do que esta é a única aplicação que exigiria tal tipo de alimentação, foram feitas algumas alterações no circuito para adaptá-lo a uma única fonte. Observando a figura 10 você verá que introduzimos um nível CC nos pinos 2 de CI5 e 3 de CI6. Isso possibilitou que se usasse uma fonte simples, pois o nível de referência que inicialmente era 0 V (terra) agora foi elevado e é ajustável através de um trimpot, o que traz mais uma vantagem ao *kit* — a variação do nível CC. A freqüência do gerador foi projetada para estar entre 10 Hz e 0,06 Hz, uma gama de freqüências mais que suficiente para os efeitos desejados. A freqüência e a amplitude do gerador podem ser calculadas pelas fórmulas:

$$f = \frac{(R30 + T5)}{4(R3 + R4)R32 \cdot C5}$$



8

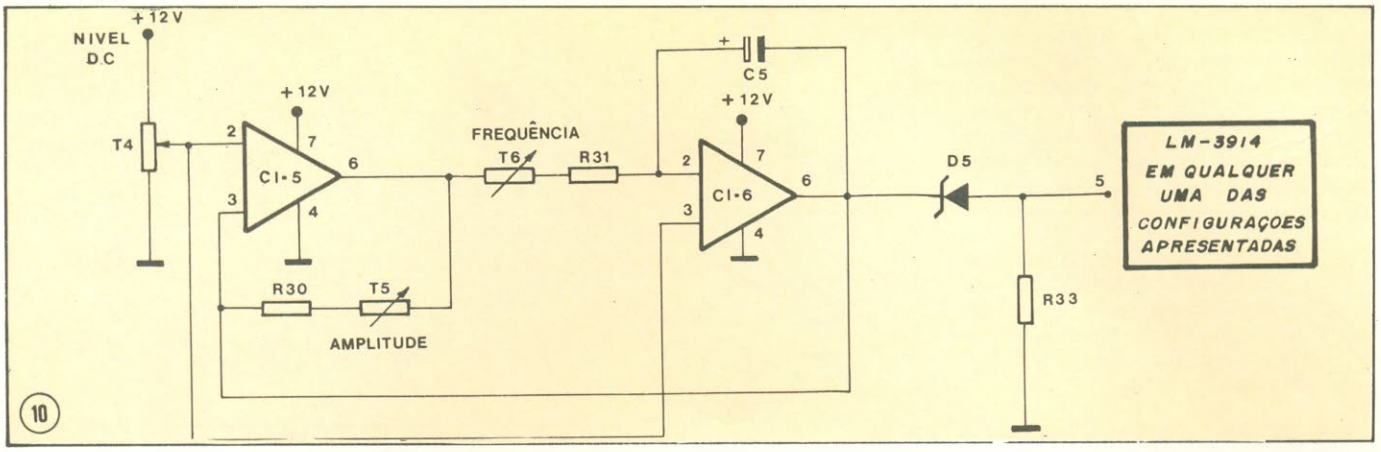


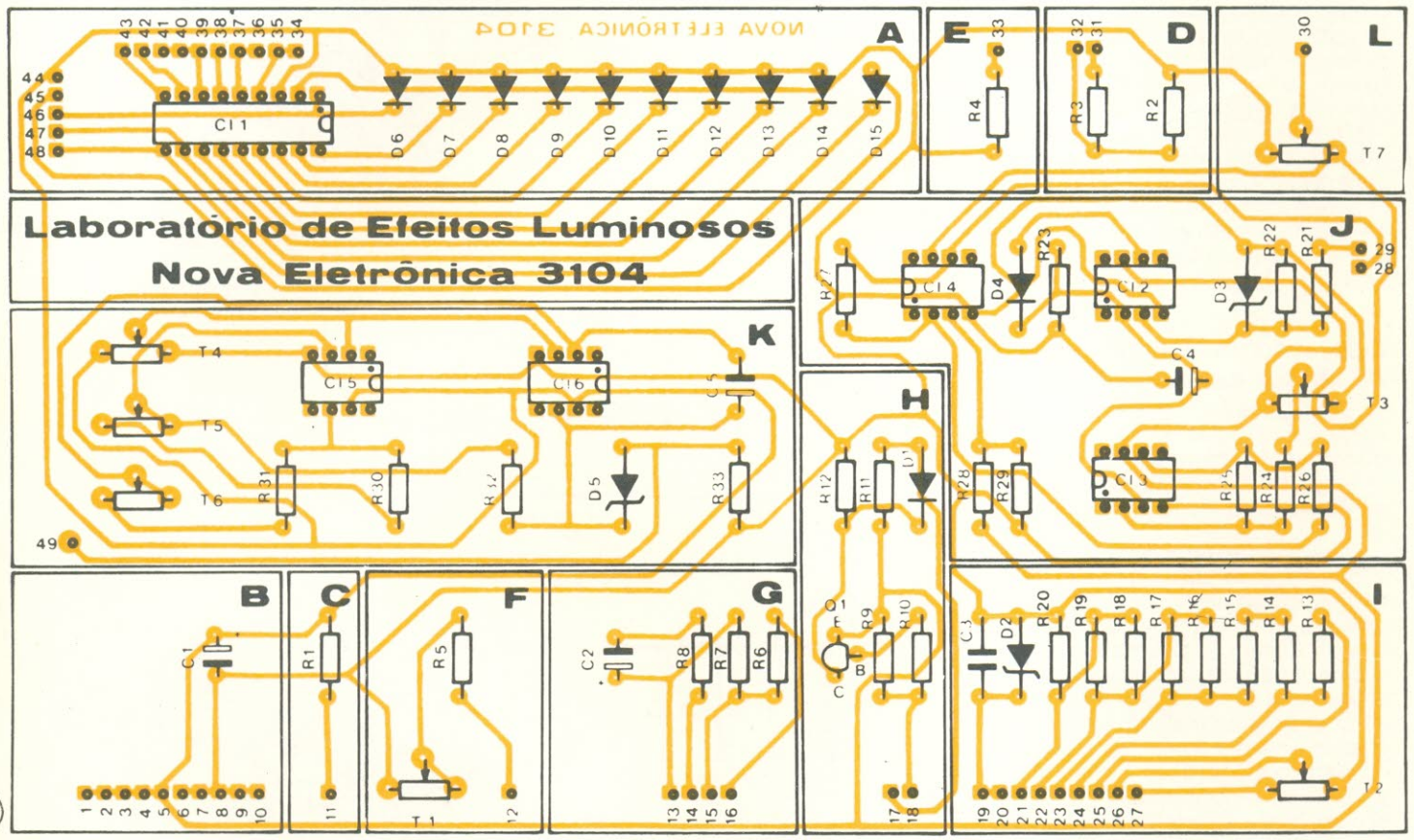
9

$$V_S = \frac{R5}{(R30 + T5)} \cdot VCC$$

O último problema que observamos é que, devido a essas alterações, o sinal ficaria com um nível CC muito alto, o que impossibilitaria a observação da seqüência produzida pela onda triangular. Foi colocado então um zener e um resistor para fornecer corrente ao mesmo, pois a alta impedância de entrada do integrado não permitira isso. Dessa forma o nível CC cai sobre o zener e sobre R33 cai apenas a parte do sinal que desejamos.

Assim, podemos variar a freqüência, a amplitude (que determina até





que LED vai a seqüência) e o nível CC (que determina a partir de qual LED se inicia a seqüência).

A montagem

O "laboratório" não apresenta dificuldades no que tange à montagem. Seus componentes não são críticos e estão todos dispostos numa mesma placa impressa, sem caixas ou detalhes mecânicos, evitando assim eventuais conexões externas que constituem geralmente o maior problema.

Para executar a montagem baseie-se na figura 11, onde aparece a placa de circuito impresso com suas duas faces (cobreado e componentes) superpostas. Apesar de ser esta figura auto-explicativa, é recomendável seguir as instruções para a soldagem dos componentes:

1. Solde como de costume todos os resistores indicados na placa, de preferência em ordem, do R1 ao R33, conferindo seus valores com a lista de material. Os lutares relativos a R2 e R3 devem ser deixados em aberto.

2. Solde os capacitores, tomando o cuidado de observar sua polaridade, indicada na figura 12. Apenas para C3 não será necessário fazer esta verificação.

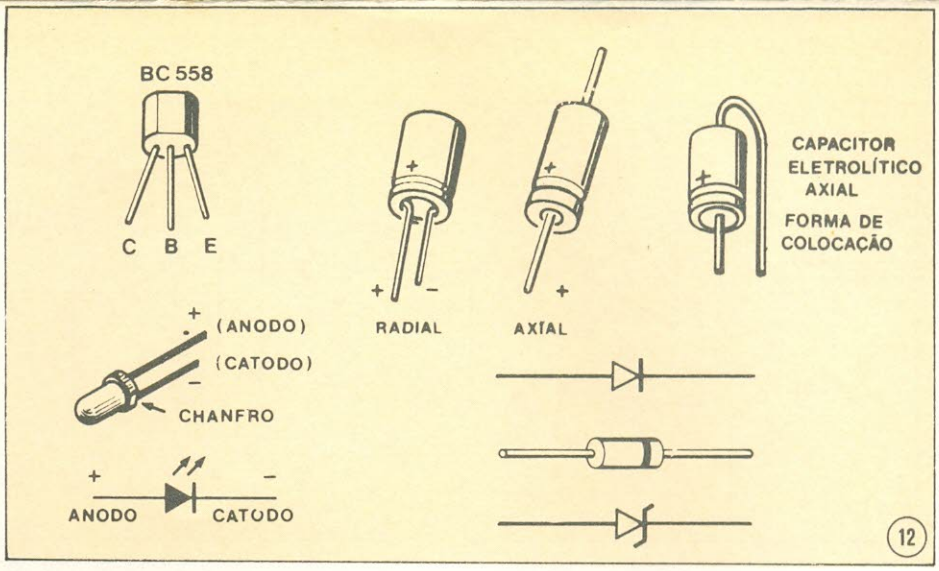
3. Passe agora à soldagem dos circuitos integrados e soquetes. **Preste muita atenção** neste item, pois em alguns lugares serão soldados os CIs e em outros somente os soquetes, por motivo de conveniência do projeto. Repare também que junto ao *kit* foram fornecidos apenas 3 operacionais, que serão intercalados nos soquetes con-

Os quatro soquetes devem ser sol-

dados nas posições CI2, CI3, CI5 e CI6. Solde um dos três amp op 741 na posição CI4. Observe sua posição fazendo com que o ponto que se encontra no integrado coincida com a marcação correspondente na placa. É importante que os soquetes também sejam soldados nas posições certas, observar o chanfro.

4. Os últimos semicondutores a serem soldados são os diodos, LEDs e o transistor. Faça isso respeitando devidamente a polaridade dos diodos e a pinagem do transistor, que podem ser verificadas na figura 12.

5. Os trimpots, assim como os LEDs e os molex estão localizados na borda da placa. Solde os trimpots segundo o desenho da face dos componentes e então passe aos molex. Estes já vêm com espaçamento certo para serem montados e, portanto, bastará fixá-los e soldá-los diretamente. Porém, eles devem ser soldados em partes. Por exemplo: para o bloco B, corte uma tira com 10 molex e solde-os sem separá-los. Após isso recorte a porção superior, como se pode ver na figura 13. Repita o mesmo procedimento para todos os blocos restantes e seu *kit* estará pronto para o uso.



Operação do "Laboratório de efeitos luminosos"

As figuras 14, 15, 16 e 17 mostram os blocos contidos no *kit*, blocos estes que poderão ser combinados para se montar todas as aplicações já apresentadas.

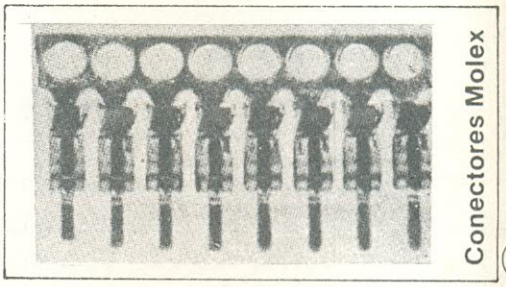
Com o *kit* é fornecido fio rígido para que sejam feitos os *jumpers* que interligarão os molex. Estes, por sua vez, prestam-se à combinação daqueles blocos. Corte 4 fios de mais ou menos 8 cms para as ligações entre molex próximos e 13 fios de mais ou menos 20 cms para os mais distantes. Descasque 5 mm da ponta do *jumper* e, ao conectá-lo e desconectá-lo do molex, tome o máximo cuidado, pois estes são delicados e poderão quebrar-se facilmente. Procure fazer as conexões com os *jumpers* de modo organizado para uma melhor visualização do circuito.

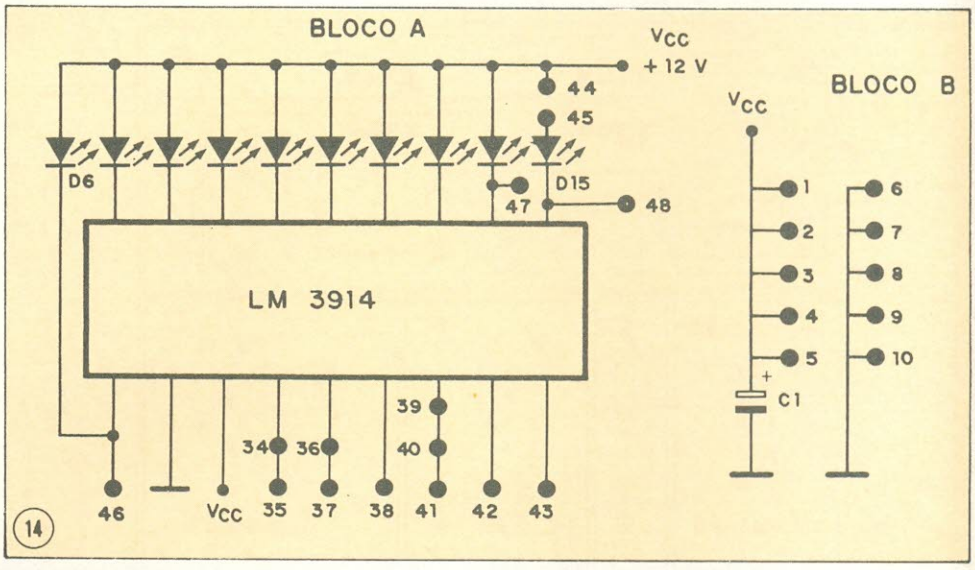
Antes de tudo precisamos de uma fonte de alimentação que forneça 12 V, sem necessidade de uma filtragem muito boa. Quanto à capacidade de corrente, uma fonte que entregue 500 mA será mais que suficiente para o circuito.

Quem não possui uma fonte desse tipo, poderá se valer de uma das muitas fontes NOVA ELETRÔNICA oferecidas em *kit*, dentre as quais a mais conveniente para o nosso circuito atual é a "Fonte para efeitos especiais", lançada na NE nº 23, por ser a de custo mais baixo e se adaptar muito bem ao que precisamos. Entretanto, outras fontes poderão ser empregadas, como a "Superfonte regulada 0/15 V—2 A" (NE nº 29) e a "Fonte simétrica regulável + 15, —15/2 A" (NE nº 18).

Os molex estão numerados e os blocos indicados na placa.

Comece ligando a fonte no bloco





B. O positivo da fonte deve ligar-se ao molex 1 e o terra (—) ao molex 6. A partir daí você pode montar qualquer das configurações que apresentamos a seguir. Enquanto estiver fazendo as ligações, não se esqueça de deixar a fonte desligada, evitando assim possíveis curto-circuitos.

Devemos observar que o bloco L serve apenas para aplicar tensão na entrada do integrado. Dessa forma ele é usado para testar quase todas as aplicações. Vamos vê-las então:

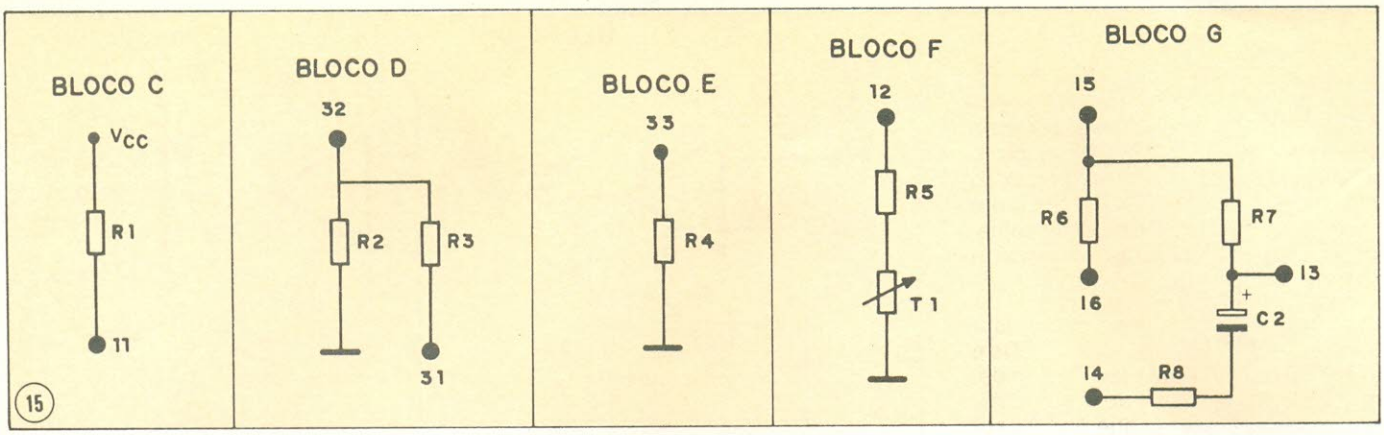
1. **Medidor com fundo de escala e brilho variável.** Interligar os molex: 44 e 45; 34 e 10; 38 e 39; 40 e 31; 42 e 32; 30 e 36.
Para **ponto:** 43 e 47.
Para **barra:** 43 e 5.

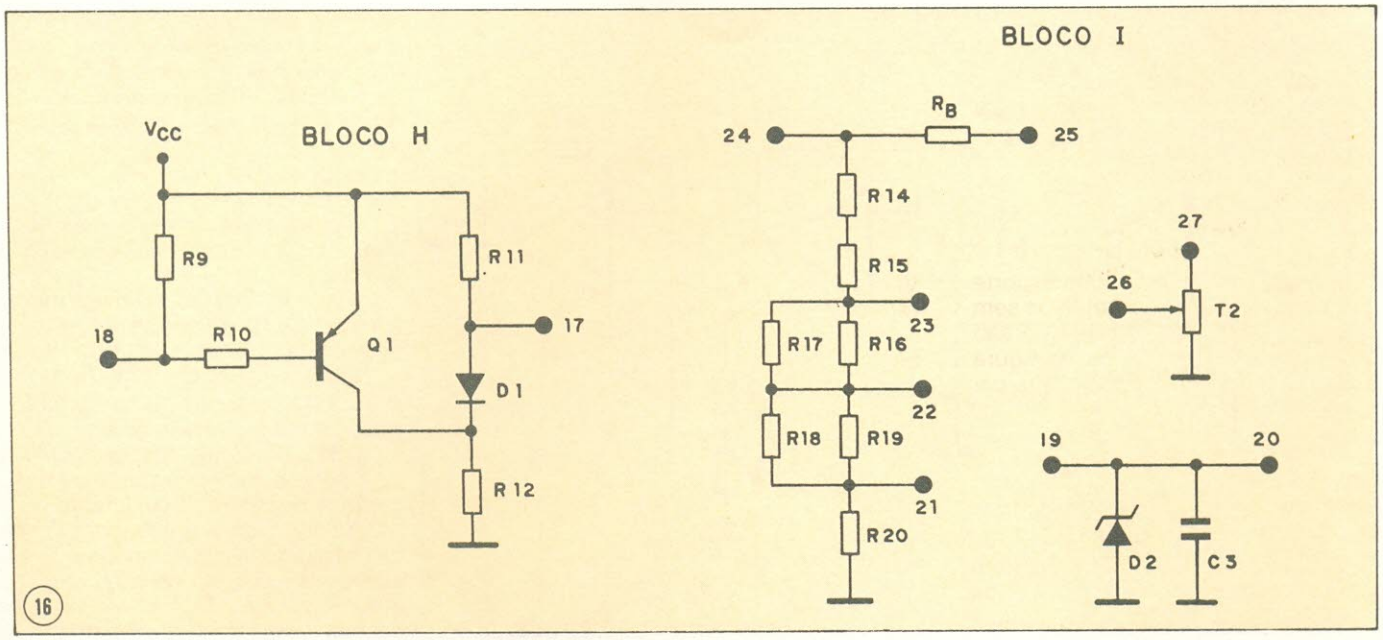
IMPORTANTE: Nesta aplicação podemos ver que no bloco D nenhum resistor foi soldado à placa. Assim, pretendemos que o usuário modifique o fundo de escala e brilho da maneira que quiser, podendo soldar potenciômetros ou resistores fixos a R2 e R3 obedecendo às fórmulas:

$$I_{LED} = 12{,}5 \div R3$$

$$V_S = 1{,}25(1 + R2 \div R3)$$

Estes resistores **não são fornecidos no kit**, portanto para essa aplica-





ção você precisará calcular o valor dos mesmos e soldá-los à placa. Poderá testar o circuito variando T7 no bloco L.

Essa aplicação é muito importante para quem pretende usar o *kit* somente para um fim específico ou mesmo combiná-lo com as outras aplicações.

Caso se pretenda aplicar um sinal qualquer na entrada e não o sinal de T7, deve-se desconectar o molex 36 do 30 e aplicar o sinal ao molex 36.

2. **Indicador com alarme e controle de brilho/fundo de escala — mudança de "ponto" para "barra".** Interligar os molex: 34 e 10; 38 e 39; 40 e 12; 42 e 9; 43 e 17; 48 e 18; 44 e 45.

Para testar o circuito bastará ligar o molex 30 no 36 e variar T7 no bloco L, verificando a seqüência. Somente no último LED o circuito mudará para o modo "barra".

3. **Indicador barra com alarme pisca-pisca.** Interligar os molex: 34 e 10; 38 e 39; 33 e 40; 14 e 41; 8 e 42; 5 e 43; 13 e 48; 15 e 44; 16 e 45.

Para efetuar o teste, proceda da mesma forma que na aplicação anterior. Verifique se o circuito atua no modo "barra" e se quando o último LED acende todos começam a piscar.

4. **Indicador de volts CC com ou sem *overload*.** Sem *overload*, interligar os molex: 34 e 10; 36 e 20; 38 e 26; 39 e 27; 40 e 33; 42 e 9; 44 e 45.

Ao molex 24 ligamos o sinal de entrada que queremos medir e escolhemos a escala de acordo com as ligações:

1 V — molex 25 no 19
10 V — molex 23 no 19
100 V — molex 22 no 19
1000 V — molex 21 no 19

Para o modo ponto devemos ligar o molex 43 no 47 e para o modo barra o molex 43 no 5.

Para essa aplicação é necessário calibrar o medidor. Isso é feito da seguinte forma:

— coloque o medidor na escala de 1 V (25 no 19).
— ligue o molex 30 ao 36.
— coloque o positivo de um multímetro no molex 37 e o negativo no molex 8. Ajuste T7 no bloco L para que se leia 0,5 V. Feito isso, ajuste T2 no bloco I para que o 5º LED acenda (D10).
— varie então T7 para obter tensões de 0,1 a 1 V e verifique se elas coincidem com os LEDs de 1 a 10 (D6 a D15) respectivamente. Caso isso não aconteça, ajuste T2 até essa condição ser observada.

Com esse processo podemos testar a escala de 10 V e também, através de tensões externas, as escalas de 100 V e 1000 V. Nesse caso devemos tomar todo o cuidado possível, para não tocar na placa, nem curto-circuitar quaisquer ligações, devido as altas tensões envolvidas.

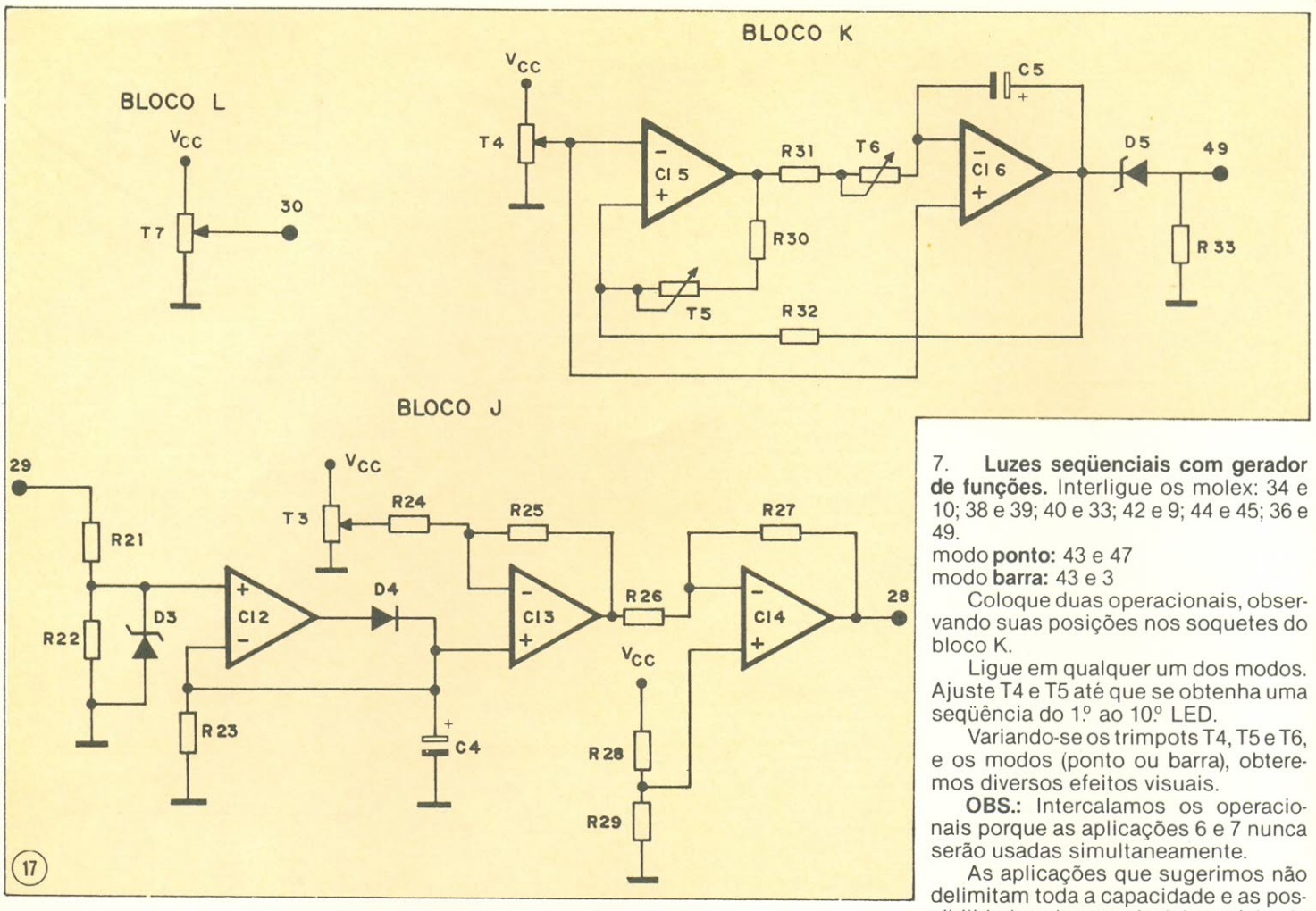
Os resistores utilizados no divisor de tensão são de 5% de tolerância, portanto não teremos grande precisão nas leituras.

O indicador apresentado é sem *overload* (indicação de sobrecarga). Agora, se quisermos indicação de sobrecarga devemos fazer alterações:

indicação de *overload* no modo ponto: ligar os molex 43 no 17 e 48 no 18.

indicação de *overload* no modo barra: desconectar o *jumper* feito entre os molex 44 e 45. Ligar os molex: 44 e 15; 45 e 16; 48 e 13; 41 e 14.

5. **Medidor com mais de 10 segmentos.** Neste caso precisaremos acoplar pelo menos 2 *kits*. Dessa forma convencionamos usar a letra A para os molex do primeiro *kit* e a letra B para os molex do segundo.



Medidor comum modo "ponto": interligar os molex: 34A e 10A; 38A e 39A; 33A e 40A; 42A e 9A; 43A e 46B; 47A e 11A; 44A e 45A; 2A e 2B; 7A e 7B; 35B e 42B; 34B e 41A; 38B e 39B; 33B e 40B; 43B e 47B; 44B e 45B; 36A e 36B; 37A e 30A.

Para testar o circuito, varie T7 no bloco L do *kit* A e verifique se os LEDs acendem do 1 ao 20 no modo ponto. Nesse caso o fundo de escala será de 2,5 V (1,25 V para os primeiros 10 LEDs e mais 1,25 para os outros 10).

modo "barra": faça algumas alterações. Desconecte o molex 43A do 46B e o 43B do 47B, e conecte o 43A no 3A e o 43B no 3B.

Se quisermos acoplar mais de dois *kits* será preciso ligar os outros tal como o *kit* B foi ligado ao A, exceto que o

6. **Indicador de tensão da rede.** Interligar os molex: 34 e 10; 28 e 36; 38 e 39; 33 e 40; 42 e 9; 43 e 47; 44 e 45.

Coloque três operacionais, observando suas posições, nos três soquetes do bloco J.

Ligue a rede entre os molex 29 e 8. Ajuste T3 até que o 5.º LED acenda (D10). Isso, se a rede em questão apresentar 110 V. Caso tenha dúvida, meça com um multímetro e faça com que o LED correspondente à tensão medida acenda.

LED 1 — 102 V (D6)
2 — 104 V (D7)
3 — 106 V (D8)
4 — 108 V (D9)
5 — 110 V (D10)
6 — 112 V (D11)
7 — 114 V (D12)
8 — 116 V (D13)
9 — 118 V (D14)
10 — 120 V (D15)

7. **Luzes seqüenciais com gerador de funções.** Interligue os molex: 34 e 10; 38 e 39; 40 e 33; 42 e 9; 44 e 45; 36 e 49.

modo **ponto:** 43 e 47
modo **barra:** 43 e 3

Coloque duas operacionais, observando suas posições nos soquetes do bloco K.

Ligue em qualquer um dos modos. Ajuste T4 e T5 até que se obtenha uma seqüência do 1.º ao 10.º LED.

Variando-se os trimpots T4, T5 e T6, e os modos (ponto ou barra), obteremos diversos efeitos visuais.

OBS.: Intercalamos os operacionais porque as aplicações 6 e 7 nunca serão usadas simultaneamente.

As aplicações que sugerimos não delimitam toda a capacidade e as possibilidades de uso do laboratório de efeitos visuais. Outras tantas além dessas poderão ser encontradas se aliarmos nossa imaginação a um pequeno estudo do *kit*, em função de uma necessidade determinada.

Caso haja intenção de usar o *kit* permanentemente numa aplicação específica, ao invés de interligarmos os *jumpers* entre os molex, poderemos soldá-los diretamente à placa. Outra sugestão possível para quem quiser, é não soldar os LEDs diretamente à placa, fixá-los num painel ou numa caixa e transformá-los num *display* separado, interligado ao sistema por meio de fios.

Concluindo, acreditamos ter dado um bom "pontapé inicial" ao novo integrado LM 3914. Com esse versátil *kit* ele se introduz definitivamente no mercado, onde provará sua utilidade face à grande divulgação que os indicadores com escala de LEDs assumem hoje.

Nova Eletrônica **conversa com o leitor**, divulga as **idéias do lado de lá**, lança **kits** sensacionais, dá tanta importância à **engenharia** como ao **principiante**, tem um **suplemento BYTE** sempre atual, artigos de **áudio** muito bons e **cursos** que nem se fala.
É ou não é a melhor revista de eletrônica?

Relação de material

RESISTORES

R1 — 20 k Ω (vermelho-preto-laranja)
R4 — 1,2 k Ω (marrom-vermelho-vermelho)
R5 — 680 Ω (azul-cinza-marrom)
R6 — 100 Ω (marrom-preto-marrom)
R7 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R8 — 470 k Ω (amarelo-violeta-marrom)
R9 — 15 k Ω (marrom-verde-laranja)
R10 — 1,5 k Ω (marrom-verde-vermelho)
R11 — 120 Ω (marrom-vermelho-marrom)
R12 — 2,7 k Ω (vermelho-violeta-vermelho)
R13 — 1 M Ω (marrom-preto-verde)
R14 — 8,2 M Ω (cinza-vermelho-verde)
R15 — 820 k Ω (cinza-vermelho-amarelo)
R16 — 1,8 M Ω (marrom-cinza-verde)
R17 — 1,8 M Ω (marrom-cinza-verde)
R18 — 180 k Ω (marrom-cinza-amarelo)
R19 — 180 k Ω (marrom-cinza-amarelo)
R20 — 10 k Ω (marrom-preto-laranja)
R21 — 120 k Ω (marrom-vermelho-amarelo)
R22 — 2,2 k Ω (vermelho-vermelho-vermelho)
R23 — 470 k Ω (amarelo-violeta-amarelo)
R24 — 1 M Ω (marrom-preto-verde)
R25 — 1 M Ω (marrom-preto-verde)
R26 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R27 — 10 k Ω (marrom-preto-laranja)
R28 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R29 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R30 — 27 k Ω (vermelho-violeta-laranja)
R31 — 1,8 k Ω (marrom-cinza-vermelho)
R32 — 8,2 k Ω (cinza-vermelho-vermelho)
R33 — 10 k Ω (marrom-preto-laranja)

Todos os resistores são de 1/8 W e 5% de tolerância.

TRIMPOTS

T1 — 10 k Ω
T2 — 1,5 k Ω
T3 — 100 k Ω
T4 — 470 k Ω
T5 — 220 k Ω
T6 — 220 k Ω
T7 — 10 k Ω

CAPACITORES

C1 — 100 µF (eletrolítico)
C2 — 100 µF (eletrolítico)
C3 — 100 nF (schiko ou disco)
C4 — 4,7 µF (eletrolítico)
C5 — 100 µF (eletrolítico)
Todos os capacitores devem ter isolação mínima de 16 V.

SEMICONDUTORES

D1 — 1N914 ou equivalente
D2 — 1N746 a 1N758 ou equivalente (zener)
D3 — 1N755 a 1N757 ou equivalente (zener)
D4 — 1N751 ou equivalente (zener)
D5 — 1N914 ou equivalente
D6 — FLV 110E (LED)
D7 — FLV 110E (LED)
D8 — FLV 110E (LED)
D9 — FLV 110E (LED)
D10 — FLV 110E (LED)
D11 — FLV 110E (LED)
D12 — FLV 110E (LED)
D13 — FLV 110E (LED)
D14 — FLV 110E (LED)
D15 — FLV 110E (LED)
Q1 — BC 558 ou equivalente (transistor)
CI1 — LM3914 (circuito integrado)
CI2 — LM741 ou µA741 (circuito integrado)
CI3 — LM741 ou µA741 (circuito integrado
CI4 — LM741 ou µA741 (circuito integrado)

DIVERSOS

Placa de circuito impresso NE3104
2 m de fio rígido encapado 22 AWG
5 suportes de borracha auto adesivos
4 soquetes para integrados de 8 pinos
2 m de solda
50 molex

BARTÔ
REPRESENTAÇÕES E COMÉRCIO LTDA.
ELETRÔNICA

KITS NOVA ELETRÔNICA
DIODOS — CI — INSTRUMENTOS
TRANSISTORES EM GERAL

RUA DA CONCÓRDIA, 312/314 —
FONES: 224-3699 — 224-3580
RECIFE — PE.
TELEX 0112201

Experimente todos os sons que puder imaginar com o

Laboratório de efeitos sonoros

Tiros de revólver, guerras espaciais, sirenes (francesa, de polícia, ambulância, bombeiro), vento, chuva, tempestade, explosões, bombas caindo, zumbido de pernilongo, canto de pássaros, piados de pintinho, tic-tac de relógio, bip, *barulho de avião, de helicóptero, de moto, de automóvel, de máquinas, etc.*

Tudo isso é perfeitamente possível agora num único kit. *Um verdadeiro laboratório de efeitos sonoros capaz de produzir uma série infindável de sons. Acompanhe o artigo a seguir e conheça suas incríveis possibilidades.*

- ***O mais completo kit de efeitos sonoros que você poderá encontrar.***
- ***Permite a sintetização de uma série interminável de sons, efeitos, ruídos, tons, ...***
- ***Criação dos efeitos totalmente sob seu controle.***
- ***Não exige estágio de amplificação externo e já inclui até alto-falante.***
- ***Compatível com sistemas de microprocessadores.***
- ***Para o uso em bailes, gravações, efeitos especiais em filmes ou peças, brincadeiras, experiências com sons, etc.***

A série de efeitos sonoros da NOVA ELETRÔNICA nasceu com a própria revista. Muitos leitores não conheceram, ou já não se lembram, mas a NE nº 1 apresentou a "Sirene Eletrônica", que produzia um som semelhante ao das sirenes de bombeiros. Ao longo desses três anos de nossa existência, muitos *kits* de efeitos sonoros se seguiram, acompanhando as exigências dos leitores na trilha da onda discoteque ou do surto de filmes de ficção científica — as sirenes americana, francesa e italiana, o Mar e

o Vento Eletrônico, o Efeito UFO, o Som Espacial.

Uma coisa é certa: o importante lugar ocupado pelo som sintetizado eletronicamente na cultura e na vida contemporânea. A linguagem sonora em novas e até estranhas formas, avança ocupando mais espaço no dia a dia do homem moderno. Na televisão, no cinema, no teatro, nos bailes, através de toda espécie de avisos, alarmes, etc., uma profusão de sons cada vez maior se faz necessária para representar o vasto Universo que nos envolve.

Hoje, graças ao elevado grau de integração atingido pela Eletrônica, um único circuito integrado pode servir de base à geração de todos os sons que apontamos e a criação de muitos outros indescritíveis, como aqueles produzidos pelos *flippers* e demais diversões eletrônicas. Esse CI é o SN76477N, da Texas Instruments, um gerador de sons complexos, coração do novo *kit* de efeitos sonoros, que possibilitará a você fazer experiências para usar e abusar de todo o tipo de som.

Uma das características do dispositivo que estamos lançando, é que os sons produzidos por ele poderão ser contínuos, intercalados ou engatilhados, tudo através de controles externos. Isso se constitui numa importante vantagem que permite a composição das mais diversas sequências, como aquela exemplificada inicialmente nesta matéria.

Outra vantagem desse *kit*: não necessita de amplificação externa, possui internamente estágios de amplificação, e inclusive já vem acompanhado de alto-falante.

Os controles externos são feitos por meio de capacitores e resistores, ou através de controles digitais e níveis de tensão. Além disso, foi incluído um oscilador astável no circuito, para aumentar ainda mais a versatilidade do SN76477N.

Descrição geral do circuito

Para começar a entender o funcionamento do "laboratório de efeitos sonoros" veja primeiro a figura 1. Esta mostra o esquema geral do *kit*, que pode ser dividido em sete partes distintas:

1. **Controles digitais** — onde, através de *jumpers*, você selecionará (como veremos adiante) as variáveis do SN76477N.
2. **Divisor de tensão** — destina-se especialmente à sirene francesa. Trata-se de uma série de cinco resistores dispostos de forma tal que, ao se aplicar à entrada D uma onda quadrada que oscile de 0 a 5 V, teremos na saída E esta onda oscilando entre 2 e 2,5 volts.
3. **Capacitores** — há uma série de cinco pares de molex onde você vai conectar C1, C2, C3, C4 e C5 conforme a necessidade do efeito que quiser obter.
4. **Trimpots** — uma série de 11 trimpots destina-se ao ajuste dos diversos controles do SN76477N.
5. **Estágio de saída** — é composto por um amplificador de corrente (Q1 polarizado na montagem coletor comum) e um circuito RC formado por R15 e C8, para fazer o casamento de impedância da saída com o alto-falante.
6. **Astável** — para entender a função do astável, veja antes a figura 2, que mostra a forma de onda da saída do mesmo (ponto F). O valor dos tempos indicados é dado pelas equações:

$t_1 = 0{,}693\ (R2 + R1)\ C7$

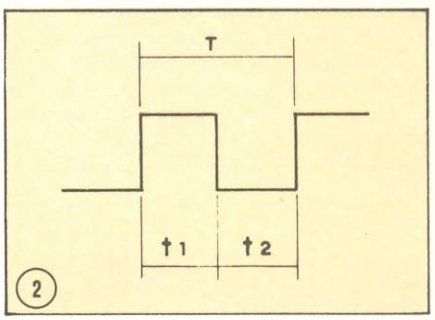
$t_2 = 0{,}693\ (R1)\ C7$

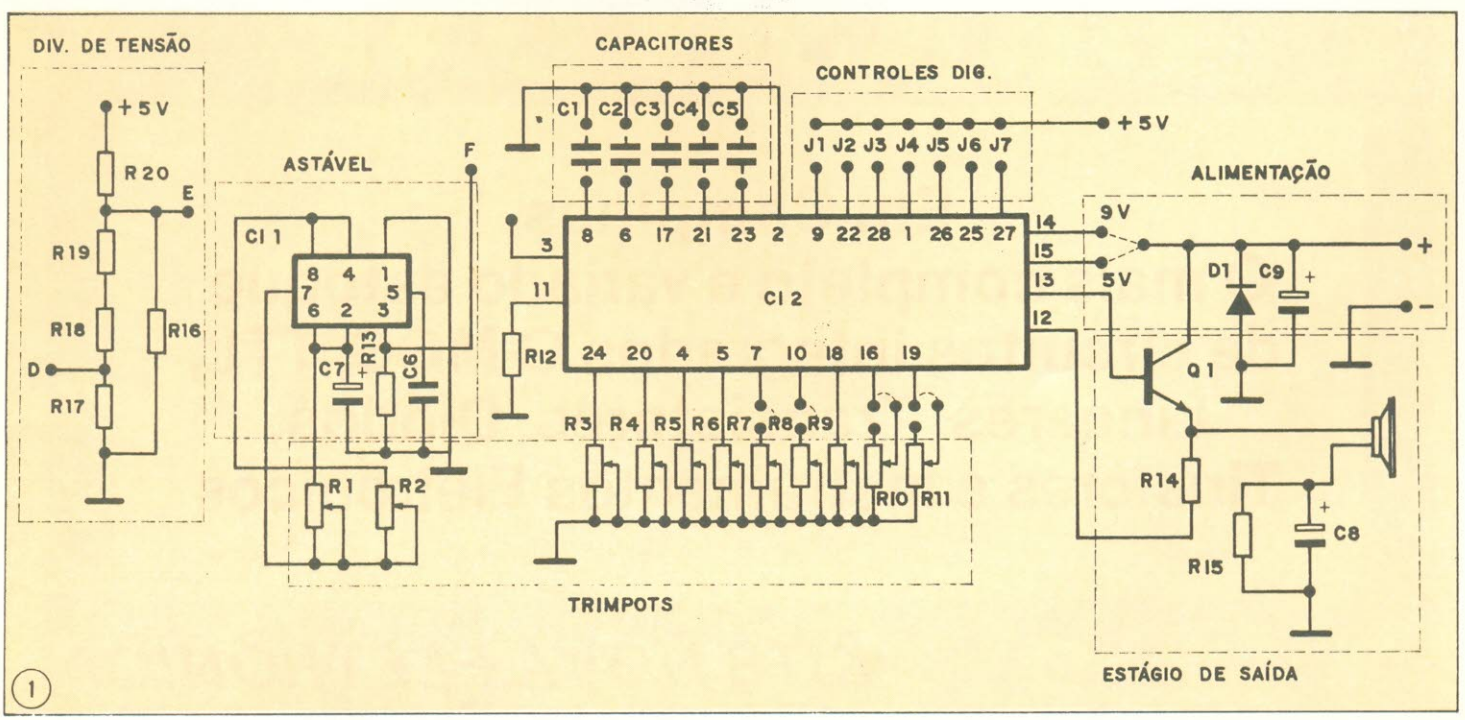
$T = 0{,}693\ (R2 + 2R1)\ C7$

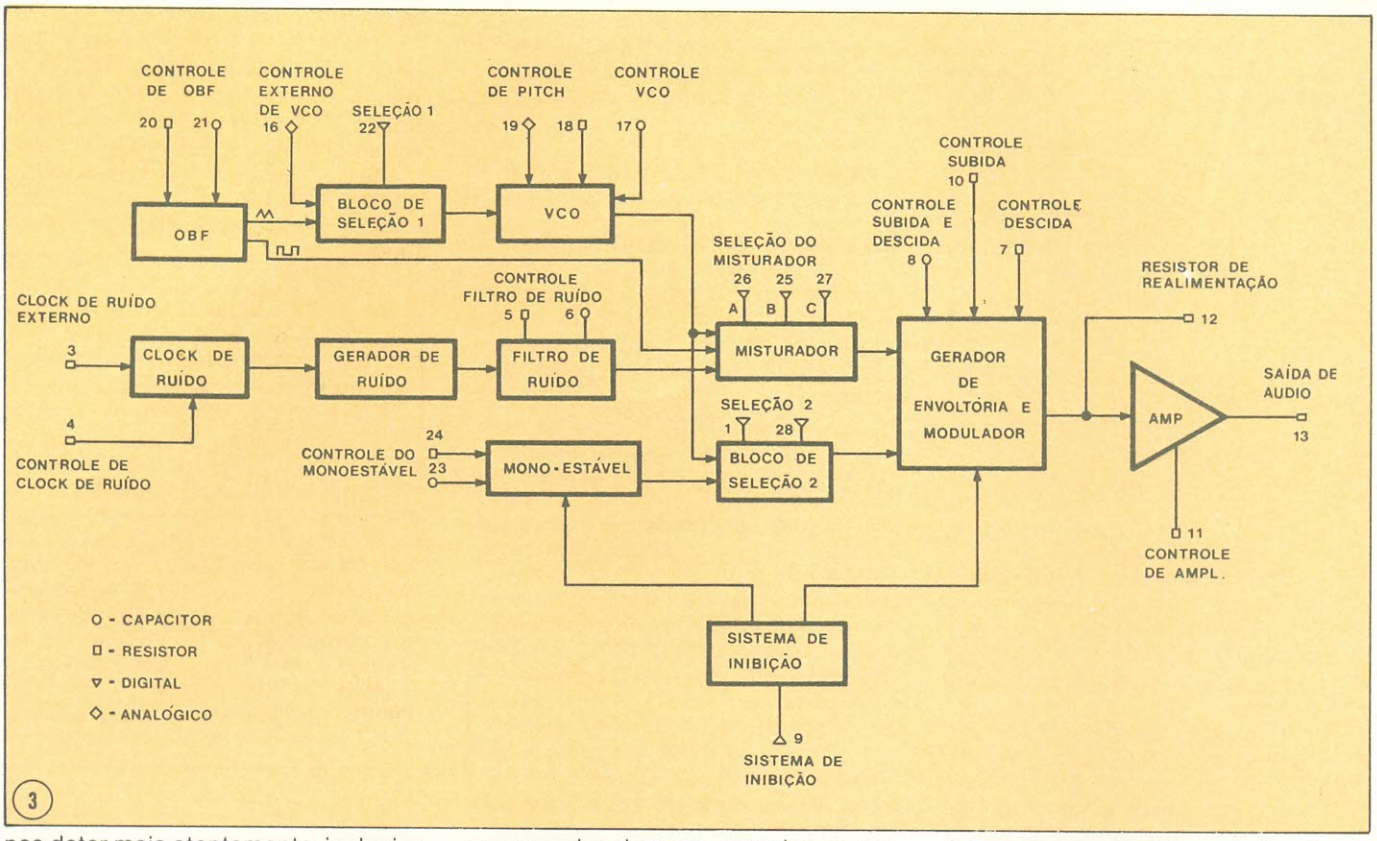
Uma observação a ser guardada para mais tarde: devido às aplicações dadas nesta revista, mantenha o controle de *duty cycle* do astável (%) num valor mínimo (varie R2 no sentido contrário ao indicado pela seta).

Como os pulsos de saída do astável possuem uma amplitude de aproximadamente 5 V_{pp}, podemos injetá-los diretamente aos controles digitais. Um exemplo de utilização é ligar a saída do astável ao pino 9 do CI (veja mais a frente explicação do "sistema de inibição" do SN76477N); assim ouviremos o som em intervalos de tempo controlados por R1 e R2 — em t_1 teremos 5 V no pino 9 (nível 1) e em t_2 teremos O V (nível 0).

7. **CI SN76477N** — Aqui iremos







3

nos deter mais atentamente, inclusive veremos em que pino do CI está sendo feito o controle, para que você fique por dentro do SN76477N. Este, é um gerador de sons complexos que compreende diversos blocos funcionais (blocos que denotam cada função específica do circuito dentro do integrado). Isso pode ser visualizado através da figura 3.

Observação: Nos terminais de controle você encontrará um símbolo, que indicará o

BRASITONE

Em Campinas
O mais completo e variado estoque de circuitos integrados C-MOS, TTL, Lineares, Transistores, Diodos, Tirístores e Instrumentos Eletrônicos

KITS NOVA ELETRÔNICA
Rua 11 de Agosto, 185 — Campinas — Fone: 31-1756

tipo de controle a ser realizado. Estes símbolos são dados na própria figura com os respectivos tipos de controle.

Baseando-se na figura 3, vejamos então a função de cada bloco:

OBF — O oscilador de baixa frequência (OBF) opera geralmente numa faixa de 0,1 a 30 Hz, mas sua utilização pode estender-se até a frequência de 20 kHz. A frequência desse oscilador é dada pela equação 1.

$$f \cong \frac{0{,}64 \text{ Hz}}{R4C4}$$

R4 é ligado ao pino 20 do CI e C4 é ligado ao pino 21, como você pode observar na figura 3. E, nesta mesma figura, verá que este oscilador fornece ao misturador uma onda quadrada simétrica e ao bloco de seleção 1 uma onda triangular.

Este oscilador fornece ao misturador uma onda quadrada simétrica e ao bloco de seleção 1 uma onda tringular (vide figura 3).

Bloco de seleção 1 — Neste bloco, através do pino 22 (veja tabela 1), podemos selecionar o modo de controle do VCO:
— externo, através do pino 16
— interno, através do OBF

Observação: Podemos fazer o controle externo do VCO através de uma tensão contínua dada por R9.

VCO — O VCO (**Voltage Controlled Oscillator**), como o próprio nome já sugere, é um oscilador controlado por tensão, isto é, ele produz na saída um sinal cuja frequência depende da tensão aplicada em sua entrada. Quanto maior for a tensão aplicada, menor será a frequência do sinal, e vice-versa.

Essa tensão, conforme já foi dito, pode ser obtida interna ou externamente.

R10, ligado ao pino 18 do C1 e C3, ligado ao pino 17 (veja figura 3), determinam a mínima frequência do VCO, segundo a equação 2.

$$f_{min} \cong \frac{0{,}64 \text{ Hz}}{R10.C3}$$

Ainda no VCO, temos o controle de *pitch*, onde através de um nível de tensão dado por R11 podemos controlar a largura dos pulsos de saída do VCO.

Clock de ruído — Este *clock* controla o gerador de ruído. Podemos variá-lo através de R5 (ligado ao pino 4 do CI). Podemos também, fornecer um *clock* externo — uma onda quadrada de no máximo 5 V_{pp} — quando necessitarmos de um ruído de baixa frequência. Este *clock* externo deve ser injetado no pino 3 do CI juntamente com sua referência (terra).

1 Bloco de seleção 1

pino 22	modo de controle de VCO
0	externo (pino 16)
1	interno (OBF)

Gerador de ruído — Na saída do gerador de ruído temos o chamado "ruído branco". Trata-se de um sinal composto de valores aleatórios de frequência (o gerador de ruído é um gerador digital pseudo-aleatório).

Filtro de ruído — Este filtro é do tipo passa-baixas, cuja largura de banda é controlada por R6 (ligado ao pino 5 do CI) e C2 (ligado ao pino 6).

Misturador — O misturador pode selecionar uma de suas entradas, ou combinações de suas entradas, para o gerador de envoltória e modulador. Esta seleção é feita pelas variáveis de seleção: A (pino 26), B (pino 25) e C (pino 27), segundo a tabela 2.

2 Seleção do misturador

A(pino 26)	B(pino 25)	C(pino 27)	saída do misturador
0	0	0	VCO
0	1	0	OBF/ruído
0	0	1	ruído
0	1	1	0BF/VCO
1	0	0	OBF
1	1	0	OBF/ ruído/VCO
1	0	1	VCO/ruído
1	1	1	inibida

Monoestável — A duração do monoestável é controlada por R3 (ligado ao pino 24 do CI) e C5 (ligado ao pino 23) segundo a equação 3.

$T = 0{,}8R3.C5$ segundos

Bloco de seleção 2 — Neste bloco, por intermédio dos pinos 1 e 28, podemos selecionar a envoltória que será aplicada à saída do misturador, no gerador de envoltória e modulador (figura 3). Esta seleção é feita segundo a tabela 3.

3 Bloco de seleção 2

pino 1	pino 28	função selecionada
0	0	VCO
0	1	só misturador
1	0	monoestável
1	1	VCO com polaridade alternada

Gerador de envoltória e modulador — Além deste bloco promover a envoltória (fornecida pelo bloco de seleção 2) à saída do misturador, também pode controlar a subida e descida dessa envoltória, quando esta for dada pelo monoestável.

O tempo de subida é determinado pela constante de tempo R8C1 e o tempo de descida por R7C1. R8 está ligado ao pino 10 do CI, R7 ao pino 7 e C1 ao pino 8 (vide figura 3).

Sistema de inibição — Este bloco nos dá a possibilidade de liberarmos e inibirmos o sinal de saída, segundo a tabela 4.

4 Sistema de Inibição

Pino 9	saída
0	liberada
1	inibida

Amplificador de saída — Amplifica o sinal e faz o acoplamento necessário com o estágio de saída. Sua tensão de pico é dada pela equação 4.

$$V_S \cong \frac{3{,}4.R14\ V_p}{R12}$$

R14 é um resistor que promove a realimentação do sinal entre os pinos 12 e 13 do C1, e R12 é o resistor que determina o ganho do amplificador (ligado entre o pino 11 e terra).

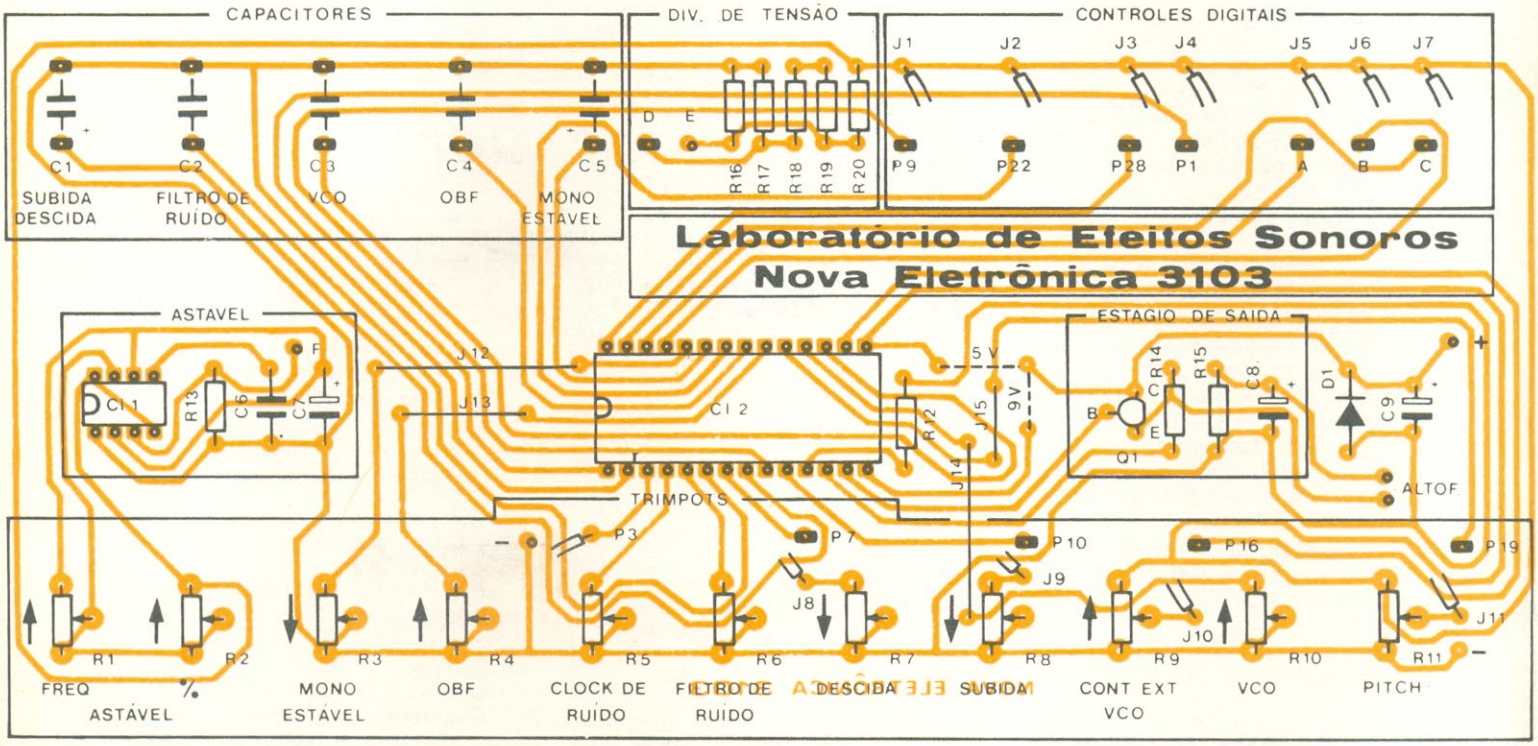
Regulador — A tensão de alimentação do CI pode ser uma tensão regulada de 5 V aplicada ao pino 15, ou mesmo uma tensão não regulada de no mínimo 7,5 e no máximo 9,0 V, aplicada ao pino 14. Quando a alimentação está sendo feita através do pino 14, o pino 15 pode ser utilizado como uma fonte regulada de 5 V, sendo capaz de fornecer uma corrente de até 10 mA ao resto do sistema.

Montagem

Como a alimentação do *kit* pode ser feita com uma tensão de 5 V regulados ou uma bateria de 9 V, a montagem será descrita para cada tipo de alimentação. Em qualquer dos casos, estaremos nos baseando na figura 4, que mostra o desenho da placa impressa do laboratório de efeitos sonoros.

Com 9 V de alimentação:

1. Comece confeccionando e soldando os *jumpers* J12 e J14, de acordo com a seguinte sequência de trabalho: corte o fio rígido incluído no *kit* em dois pedaços de aproximadamente 35 mm; desencape 5 mm de cada ponta para soldá-los à placa; dobre as pontas desencapadas num ângulo de 90° e encaixe-as nos furos correspondentes a cada *jumper*, de modo que fiquem rentes à placa; solde os terminais dos *jumpers*. Siga o mesmo processo para J13, J15 e para o *jumper* onde está marcado 9 V, observando, porém, que os fios devem ser cortados em pedaços de 25 mm (p/J13), 20



= MOLEX

COMERCIAL

BEZERRA

Ltda

KIT'S
NOVA ELETRÔNICA-
COMPONENTES

Linha Kenwood SSB VHF UHF

Wattimetros e Cargas Bird

Freqüencímetros YAESU

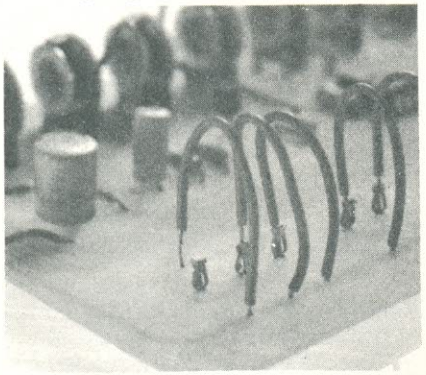
Instrumentos B & K

Antenas Hustler

MANAUS { R. Costa Azevedo, 139- Fone: 232-5363
R. Saldanha Marinho - 606- S/L loja nº 31

mm (para J15) e 18 mm (para o *jumper* marcado com 9 V).

2. Quanto aos *jumpers* J1 a J11, você deve cortar o fio em 11 pedaços de 60 mm, desencapar 5 mm de suas pontas e soldar uma das pontas de cada *jumper* à placa, deixando a outra livre (veja figura 4 e foto indicativa).



3. Corte mais 5 terminais de mais ou menos 150 mm, desencapando 5 mm em suas pontas e soldando uma delas (para cada *jumper*) aos pontos E, F, P3, e nos dois terminais do alto-falante (na placa). Solde também as outras duas pontas destes dois últimos terminais ao alto-falante.

4. Coloque na placa e solde os trimpots (R1 a R11), os resistores (R12 a R20) e o capacitor C6. **Atençaõ**: nesta montagem R14 = 47 k ohms e o trimpot R2 deve ser girado totalmente no sentido contrário à seta, antes de ligar-se a alimentação ao circuito.

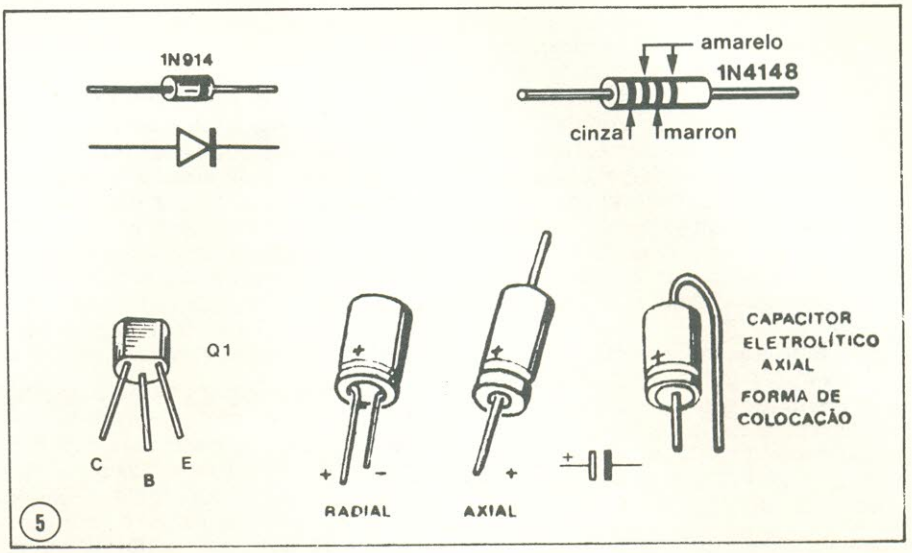
5. Agora é a vez do *clip* da bateria. Solde o fio vermelho deste *clip* ao terminal positivo da alimentação (este terminal está junto ao estágio de saída, no lado direito da placa) e o fio preto ao terminal negativo (este terminal está ao lado de R11, no canto inferior direito da placa). Muito cuidado para não invertyer a polaridade da bateria.

6. Monte e solde os capacitores eletrolíticos (C7, C8 e C9) com o máximo cuidado, pois estes possuem polaridade e devem ser colocados na posição correta. Note que na face dos componentes, para cada capacitor eletrolítico existe uma marcação de onde deve ser soldado o terminal positivo do mesmo e, para identificá-lo, observe o corpo do dispositivo e compare-o com a figura 5.

7. Fixe na placa e solde o diodo D1, observando a posição correta de seus terminais com a ajuda da figura 5.

8. Faça o mesmo com o transistor Q1 usando ainda a figura 5 para identificação de seus terminais.

9. O próximo passo a ser dado é a soldagem dos circuitos integrados, no que deverá tomar muito cuidado quanto ao posicionamento dos mesmos na placa. Para isso, tome como referência o chanfro encontrado no corpo dos CIs, fazendo com que coincidam com a marca correspondente encontrada na face dos componentes (figura 4).



Depois de colocados na posição correta, solde rapidamente o 555 e o SN 76477N, não aquecendo demais os seus terminais para não danificá-los.

10. Solde agora os molex nos lugares indicados na figura 4. Observe a legenda logo abaixo desta figura, com o símbolo usado para a indicação dos molex.

Muito cuidado na hora de usar e soldar estes molex, pois embora sejam dispositivos muito práticos, são por demais frágeis.

11. Por último, fixe os suportes de borracha na placa, sendo que 4 deverão ocupar os cantos da mesma e um outro deverá ficar entre o SN 76477N e os trimpots, para que dê maior firmeza à placa na hora de mexer com os trimpots.

Obs: Com relação aos molex, você recebrá no *kit* 30 deles, dos quais usaraá apenas 22; os 8 restantes se destinam à reposição, caso seja necessário. E não se esqueça de girar totalmente R2 no sentido contrário ao indicado pela seta.

Com 5 V de alimentação:

Siga as mesmas instruções dadas para a montagem com 9 V de alimentação, apenas fazendo as seguintes modificações:

— no ítem 1, ao invés de soldar um *jumper* onde estiver marcado 9 V, solde, evidentemente, onde estiver assinalado 5 V.

— no ítem 4, ao invés de 47 k ohms, R14 será nesta montagem 27 k ohms.

— no ítem 5, ao invés de soldar os fios do *clip* da bateria aos terminais positivo e negativo da alimentação, solde dois fios rígidos para ligar estes terminais à fonte. Muito cuidado para não inverter a polaridade da fonte ao ligá-la ao circuito.

Como obter os seus efeitos sonoros

Antes de entrarmos no modo de operar o *kit* para a criação dos efeitos propriamente ditos, um lembrete:

Os controles digitais são feitos através de níveis binários (0 e 1). No caso deste circuito integrado, como se trata de um dispositivo da família I^2L/linear, quando sua entrada digital estiver ligada à terra (0 V) ou sem ligação alguma, será interpretada como nível 0, e quando estiver recebendo 5 V, será interpretada como nível 1.

Nesse *kit* os controles digitais (variáveis de seleção) estão localizados no canto superior direito da placa e, ao lado de cada entrada, há um *jumper* numerado. Um dos terminais deste *jumper* é ligado à fonte de 5 volts, por isso, para deixar qualquer variável de seleção em nível 1, conecte o outro terminal do *jumper* ao molex da respectiva entrada, e para deixar qualquer variável em nível 0, desconecte o *jumper* do molex respectivo à entrada.

Atenção: Muito cuidado ao concetar os *jumpers* e/ou os capacitores aos molex, pois estes são frágeis.

Bem, agora você já está apto a implementar alguns efeitos sonoros. Nas primeiras montagens será usada apenas a saída do misturador, portanto deixe o pino 28 ao nível 1 (conecte J3 a P28) e o pino 1 em nível 0 (desconecte J4 de P1). Mais um detalhe, os pinos a que estamos nos referindo são os do SN 76477N e sua indicação na placa estará abreviada pela letra P; exemplo, pino 3 = P3.

O pino 9 deverá estar sempre ao nível 0 (J1 desconectado de P9) para que o sinal de saída seja liberado. Confira estas ligações com as tabelas 3 e 4.

Vamos, então, ao nosso primeiro efeito sonoro: as sirenes de polícia,

bombeiro e ambulância.

Coloque as variáveis de seleção do misturador nos valores indicados
A = 0 (J5 desconectado de A)
B = 0 (J6 desconectado de B)
C = 0(J7 desconectado de C)

Assim, o misturador estará selecionando apenas VCO (veja tabela 2). Coloque o pino 22 (variável de seleção do bloco 1) em nível 1 (conecte J2 a P22); assim o modo de controle do VCO será interno, isto é, a tensão que o controla será dada pelo OBF (veja tabela 1).

Quanto aos capacitores: C3 deverá ser um capacitor de 0,1 µF e C4 de 1 µF (verifique sua polaridade). Não há necessidade de conectar os demais capacitores (C1, C2 e C5). C3,. juntamente com R10, controla a mínima frequência do VCO, e C4, juntamente com R4, determina a frequência do OBF. Então, se você variar R10 e R4, estará variando respectivamente a mínima frequência do VCO e a frequência do OBF (na placa, as setas nesses dois trimpots indicam o sentido crescente das frequências). Ajuste, portanto, R10 e R4 até obter os sons das sirenes.

Experimente mudar C4 para 47 µF e verifique se o efeito se aproxima mais do desejado.

Para obter o som da sirene, você deverá colocar o pino 22 em nível 0 (desconecte J2 de P22). Assim, o modo de controle do VCO será externo. Nesse modo não há mais necessidade de C4 e C3 deverá continuar com o mesmo valor.

Agora, ligue a saída do astável (ponto F) ao ponto D (no divisor de tensão) e conecte o ponto E a P16. Ajuste R10 até obter o som desejado.

Antes de continuar uma pequena explicação: este divisor de tensão é utilizado para fazer com que a tensão de saída do astável oscile entre 2 e 2,5 V, ao invés de entre 0 e 5 V; isto para fornecer ao VCO uma variação de tensão proporcional à variação de tonalidade da sirene francesa.

Se você desligar o ponto E do pino 16 e ligar um nível contínuo de tensão a este mesmo pino através de R9 (conecte J10 a P16), terá na saída do VCO uma tonalidade constante. Poderá, portanto, obter a imitação do *bip*, bastando para isso ligar o astável ao pino 9 (ponto F a P9) numa frequência de mais ou menos 0,5 Hz, e ajustar R9 para uma tonalidade bem aguda (a seta em R9 indica o sentido crescente do nível de tensão, que é, inversamente proporcional à tonalidade).

Para que se obtenha o som do tictac do relógio, deve-se novamente conectar J2 (pino 22 = 1), de modo que o controle do VCO seja interno (tabela 1). Mantenha os níveis de seleção do misturador no mesmo valor e quanto aos capacitores:
C3 deverá ser igual a 0,1 µF e C4 igual a 1 µF (verifique sua polaridade). Deixe o astável ligado ao pino 9, apenas aumentando sua frequência — ajuste R1 no sentido indicado pela seta. Ajuste R4 para fornecer uma frequência mais alta ao OBF e R10 para diminuir a frequência mínima do VCO. Se você não conseguir o efeito desejado, reajuste R4, R10, R1 e R2.

Para se conseguir um efeito imitando uma escala musical, deixe no circuito as mesmas ligações, alterando apenas C4 para 47 µF, reajustando R1 para dar uma frequência menor ao astável e R4 para diminuir a frequência do OBF.

Deixe R4 em diversos valores e observe a variedade de efeitos que você pode obter.

Vamos a outro som diferente. Um efeito igual ao encontrado nos filmes de ficção científica para simular sons de armas espaciais, tais como o *phaser*.

Para isso, retire o astável do pino 9 (desligue o ponto F de P9) e deixe este pino em 0 (J1 desconectado de P9), mude C4 para 1 µF e mantenha C3 igual a 0,1 µF, diminua a frequência mínima de VCO através de R10 e aumente a frequência do OBF por meio de R4.

Agora, experimente mudar a seleção do misturador para:
A = 0 (J5 desconectado de A)
B = 1 (J6 conectado a B)

C = 1 (J7 conectado a C)

Desse modo, na saída do misturador haverá uma combinação das saídas do VCO e do OBF. (vide tabela 2), o que resultará um outro efeito semelhante aos filmes de ficção espacial.

Se você ligar o astável ao pino 9 (ponto F a P9) terá este som em determinados intervalos de tempo controlados por R1 e R2. Poderá também selecionar como envoltória deste efeito o monoestável; assim o pino 9 funcionaria como gatilho (mais a frente veremos em detalhe como usar o monoestável).

Para conseguir efeitos sonoros que simulem fenômenos naturais, como chuva, mar, vento, tempestade e outros, modifique as variáveis de seleção do misturador para:
A = 0 (J5 desconectado de A)
B = 1 (J6 conectado a B)
C = 0 (J7 desconectado de C)

Assim, você estará selecionando apenas ruído para a saída do misturador (veja tabela 2).

O nível da variável de seleção do bloco 1 (pino 22) é irrelevante, portanto conectar ou não J2 a P22 não fará diferença alguma para o circuito (VCO não é utilizado).

Desta vez desejamos "ruído branco" e então não há necessidade do filtro de ruído e portanto C1 não é conectado ao circuito. C2, C3, C4 e C5 também não são necessários.

Ajustando-se o *clock* de ruído através de R5 obteremos os efeitos desejados.

Vejamos então como encontrar o som do trem neste *kit*: Modifique as variáveis de seleção do misturador para:
A = 0 (J5 desconcetado de A)
B = 0 (J6 desconectado de B)
C = 1 (J7 conectado a C)

Com isso, haverá na saída do misturador uma combinação do ruído com a saída do OBF (veja tabela 2).

Neste caso o nível de 22 também é irrelevante, pois não estamos usando o VCO.

Conecte em C4 um capacitor de 1 µF. Os demais capacitores não são necessários. Ajuste R5 (resistor de *clock* de ruído) e R4 (resistor de controle da frequência de OBF) até obter o efeito desejado.

Para se conseguir o barulho de um avião bastará mudar C4 para 0,1 µF e reajustar R5 e R4.

Se você gosta de "curtir" a natureza e nem sempre tem a oportunidade de fazer isso, aqui vai uma "boa": canto de pássaros e piados de pintinhos.

Modifique o valor das variáveis de seleção para
A = 0 (J5 desconectado de A)
B = 1 (J6 conectado a B)
C = 1 (J7 conectado a C)

Na saída do misturador haverá uma combinação das saídas do VCO e do OBF. (tabela 2).

Coloque o pino 22 em nível 1 (conectando J2 a P22), para que o modo de controle seja interno, ou seja, controlado pelo OBF (tabela 1).

Quanto aos capacitores:

C3 deverá ser de 0,1 µF e C4 deverá ser de 1 µF; os demais capacitores não são necessários no circuito nesse momento.

Agora, ajuste R10 até conseguir um som bem agudo. A frequência dos piados ou do canto dos pássaros deverá ser controlada por R4.

Para se obter o barulho feito por um helicóptero, bastará mudar o valor de C3 para 470 nF e reajustar R4 e R10.

Mais dois efeitos interessantes: ruído de moto e zumbido de pernilongo. Para simulá-los, modifique as variáveis de seleção do misturador para
A = 1 (J5 conectado a A)
B = 0 (J6 desconectado de B)
C = 0 (J7 desconectado de C)

No misturador teremos a saída do OBF (veja tabela 2). O nível da variável de seleção do bloco 1 (pino 22) é irrelevante, pois não usaremos o VCO.

Fazendo-se C4 = 100 nF, poderemos obter pelo ajuste de R4 a imitação do zumbido do pernilongo e do ruído de uma moto.

Com este *kit* você poderá conseguir também a imitação de tiros de revólver e explosões. Mas, para tanto, veremos antes como ligar o monoestável e os controles dos tempos de subida e descida da envoltória.

O primeiro passo a ser dado é mudar as variáveis de seleção do bloco 2 para "monoestável":
pino 1 = 1 (J4 conectado a P1)
pino 28 = 0 (J3 desconectado de P28)

Confira estas ligações com a tabela 3.

Bem, selecionando-se como envoltória o monoestável, temos como variáveis que podem ser controladas: o tempo de duração do monoestável; o tempo de subida e descida da envoltória.

C5 e R3 controlam o tempo de duração do monoestável, sendo C5 um capacitor de 22 uF (verifique sua polaridade).

C1 e R8 controlam o tempo de subida da envoltória, sendo C1 um capacitor de 10 µF. Para utilizar R8, conecte J9.

C1 e R7 controlam o tempo de descida da envoltória. Para utilizar R7, conecte J8.

Nestes dois efeitos sonoros usaremos apenas o ruído; por isso:
A = 0 (J5 desconectado de A)
B = 1 (J6 conectado a B)
C = 0 (J7 conectado a C)

Confira com a tabela 2.

No presente caso usaremos o filtro de ruído que é controlado por C2 e R6. C2 deverá ser um capacitor de 560 pF e os demais capacitores (C3 e C4) não serão utilizados.

Quando o monoestável é selecionado, o pino 9 funciona como gatilho, bastando apenas encostar e retirar J1 de P9.

O timbre do som da explosão e do tiro do revólver deve ser ajustado por meio de R5 (controla o *clock* de ruído) e R6 (controla o filtro de ruído). Ajuste esses dois trimpots até obter os timbres desejados.

Através de R3 você controla o tempo de duração do som, por R8 o seu tempo de subida e por R7 o tempo de descida.

As setas em R3, R7 e R8 indicam o sentido crescente dos tempos.

Lembre-se que na explosão o tom é mais grave e os tempos de duração, subida e descida da envoltória são longos, enquanto que no tiro de revólver o som é mais agudo e os tempos de duração, subida e descida são mais curtos.

Agora, após montar todos estes efeitos, você já se acha em condições de "bolar" outros novos e para isso aqui vão algumas "dicas" se desejar efeitos diferentes dos mostrados. Experimente montar o *phaser* e após isto colocar o astável em uma das variáveis de seleção do misturador. Por exemplo, se você ligar o ponto F à entrada B, você estará selecionando em determinados intervalos de tempo o *phaser* e em outros o ruído, o que parecerá uma verdadeira guerra espacial.

Procure dentre os efeitos experimentados aquele que mais se pareça com o que desejar obter; verifique se este efeito encontra-se numa tonalidade mais alta, mais baixa ou se ele se acha num timbre diferente; faça as modificações necessárias (troque os capacitores por outros valores, varie os trimpots) até conseguir o efeito desejado.

Ainda restam muitas outras opções neste *kit* que não foram totalmente exploradas, como por exemplo:
o controle de *pitch* (pino 19)
o controle de ruído externo (pino 3)
a envoltória com VCO e a envoltória com VCO de polaridade alternada (veja tabela 3).
e a possibilidade de se programar as entradas digitais (como é feito nos *flippers*).

Observações finais: Se você desejar mais amplificação de som, no caso de utilizar o *kit* em salões de baile, etc., acople um amplificador de áudio à saída do mesmo e, para isso, retire o alto-falante, ligando o emissor de Q1 à entrada (+) do amplificador e à entrada (-) ligue o terminal (-) do circuito.

Agora, mãos à obra. Os efeitos aqui apresentados constituem ape-

nas uma pequena mostra do que esse *kit* pode lhe oferecer. Na verdade, ele reúne condições para a realização de muitos outros efeitos, que você poderá desvendar com seu interesse e criatividade.

Relação de material

Resistores e Trimpots

R1 — 100 k Ω (trimpot)
R2 — 15 k Ω (trimpot
R3 — 470 k Ω (trimpot)
R4 — 470 k Ω (trimpot)
R5 — 470 k Ω (trimpot)
R6 — 470 k Ω (trimpot)
R7 — 470 k Ω (trimpot)
R8 — 470 k Ω (trimpot)
R9 — 15 k Ω (trimpot)
R10 — 15 k Ω (trimpot)
R11 — 15 k Ω (trimpot)
R12 — 68 k Ω (azul-cinza-laranja)
R13 — 33 k Ω (laranja-laranja-laranja)
R14 — 47 k Ω (amarelo-violeta-laranja)
R14 — 27 k Ω (vermelho-violeta-laranja)
R15 — 100 Ω (marrom-preto-marrom)

R16 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R17 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R18 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R19 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
R20 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
Todos os resistores são de 1/4 W e tolerância de 5%.

CAPACITORES

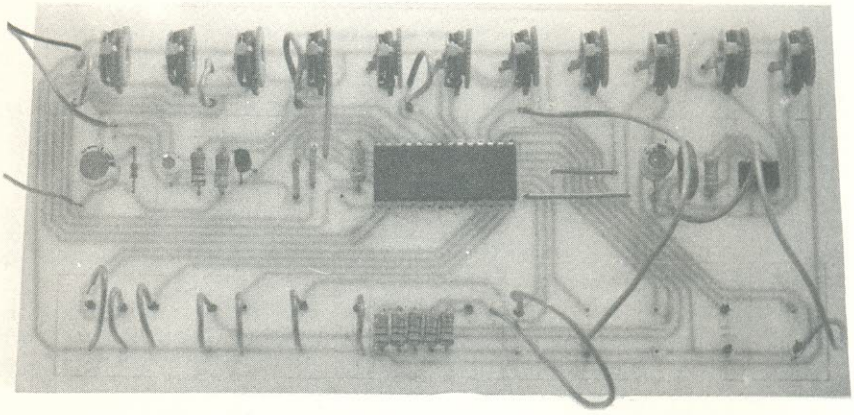
C1 — 10 µF/12 V (eletrolítico)
C2 — 560 pF/12 V (schiko ou disco)
C3 — 100 nF/12 V (schiko ou disco)
C4 — 100 nF/12 V (schiko ou disco)
C4 — 1 µF/12 V (eletrolítico)
C4 — 47 µF/12 V (eletrolítico)
C5 — 22 nF/12 V (eletrolítico)
C6 — 10 nF/12 V (schiko ou disco)
C7 — 47 µF/12 V (eletrolítico)
C8 — 10 µF/12 V (eletrolítico)
C9 — 100 µF/ V (eletrolítico)

SEMICONDUTORES

D1 — 1N914 ou 1N4148 (diodo de comutação rápida)
Q1 — BC237 ou BC238 ou BC547 (transistor NPN)
CI1 — NE555 ou LM555 (circuito integrado)
CI2 — SN76477N (circuito integrado)

DIVERSOS

Placa de circuito impresso NE 3103
2 m de fio rígido encapado 22 AWG
1 alto-falante de 8 ohms
1 bateria de 9 volts
clip para bateria de 9 V
5 suportes de borracha moldados auto-adesivos
2 m de solda
30 molex



YARA ELETRÔNICA

"KITS" NOVA ELETRONICA
E COMPONENTES

BRASÍLIA CLS 201 BLOCO E LOJA 19
FONES: 224-4058 225-9668

A verdade dos seus nervos no NERVO-TESTE

Divertir-se com a eletrônica é a forma mais interessante de desvendar seus segredos e nada mais excitante que montar um circuito útil como o **Nervo-Teste** para mostrar a si mesmo quanto progresso pode se conseguir praticando.

Além disso, o Nervo-Teste não é só um brinquedo. Com ele, a grosso modo é bem verdade, você pode aquilatar como vão indo seus cinco sentidos, quando você está nervoso e quando está calmo. Serve inclusive para desenvolver sua habilidade manual.

O dispositivo que apresentamos neste artigo tem certas peculiaridades que o distinguem dos outros. Uma, por exemplo, é o ajuste de grau de dificuldade do teste.

Muitos dos nossos leitores já viram e brincaram num jogo que consiste em passar uma argolinha de metal por um fio todo retorcido, sem poder encostar os dois elementos em nenhum ponto. Quando o contato se verifica, é acionado um alarme (uma lâmpada ou uma campainha).

Neste artigo apresentamos um dispositivo que, basicamente, permite jogar esse jogo com certas características que o tornam mais interessante. A maior diferença que existe entre este Nervo Teste e os outros reside no fato de que o pequeno anel metálico pode tocar o fio retorcido por um período de tempo limitado, ou por um determinado número de vezes. Com esse recurso, pode-se retorcer o fio de maneira que seja impossível cumprir o trajeto sem cometer ao menos um erro. O circuito elétrico do Nervo Teste acumula num capacitor uma certa carga a cada toque da argolinha até que se atinja um nível de disparo. Quando esse nível é atingido, são acionados simultaneamente uma campainha e uma lâmpada indicando que o jogador foi reprovado no teste.

Neste protótipo, usando os componentes com os valores especificados, a duração total do tempo de contato pode variar desde um mínimo de 0,1 segundos a um máximo de 15 segundos. Essa faixa de tempo permite adaptar as características de funcionamento do circuito a qualquer grau de dificuldade.

A maior parte das pessoas, inclusive as crianças, podem cumprir o percurso em aproximadamente um segundo e meio para um fio retorcido

suavemente. É bem difícil, porém, tornar essa marca menor.

O controle de habilidade é contínuo e o jogo, então, pode ser jogado numa competição individual, isto é, cada vez aumentando mais o grau de dificuldade e tentando diminuir o tempo de percurso.

Por outro lado, essa característica que o circuito tem de possuir diversos graus de dificuldade tornam o Nervo Teste um brinquedo acessível às crianças menores. Conforme a criança vai desenvolvendo sua habilidade manual, o grau de dificuldade vai sendo aumentado. Com isso, o desenvolvimento da criança pode até ser acelerado.

Análise do Circuito

Obviamente ninguém desejaria montar este aparelho se o seu custo fosse elevado; no entanto, a simples análise visual do circuito elétrico já demonstra que se trata de um circuito assaz simples. Outra marca importante do circuito: todos os componentes são fartamente encontráveis na praça.

O fio metálico que deve constituir o percurso a ser seguido pelo jogador, deve ser ligado ao polo positivo da linha de alimentação. Entre a argola metálica e o borne negativo da fonte de alimentação vai ligado um circuito RC série formado pelo resistor R1, pelo potenciômetro P1 e pelo capacitor C1. Observe que, se a chave estiver fechada e a argola tocar o fio retorcido, o capacitor tenderá a se carregar até o nível de tensão da fonte (9 volts) com uma constante de tempo RC que é definida pela posição do potenciômetro. Se o potenciômetro estiver no ponto de resistência mínima (totalmente fechado) o capacitor carregar-se-á rapidamente, tornando o jogo mais difícil, já que é o nível de tensão do capacitor que determina o disparo da lâmpada ou campainha. No entanto, se a argola não tocar o fio retorcido, a malha RC não estará alimentada e o capacitor permanecerá descarregado.

Pense na seguinte possibilidade: o jogador toca de leve o fio com a argola, mas depois a desencosta rapidamente. Nesse breve período em que há contato elétrico, o capacitor se carrega. Quando o contato é desfeito, a carga do capacitor cessa já que a fonte é desconectada, mas o capacitor mantém a carga adquirida. No caso de um novo contato entre o fio e a argola, a carga do capacitor aumentará além daquela acumulada no contato precedente. É por isso que pode-se dizer que este jogo permite um determinado número de erros.

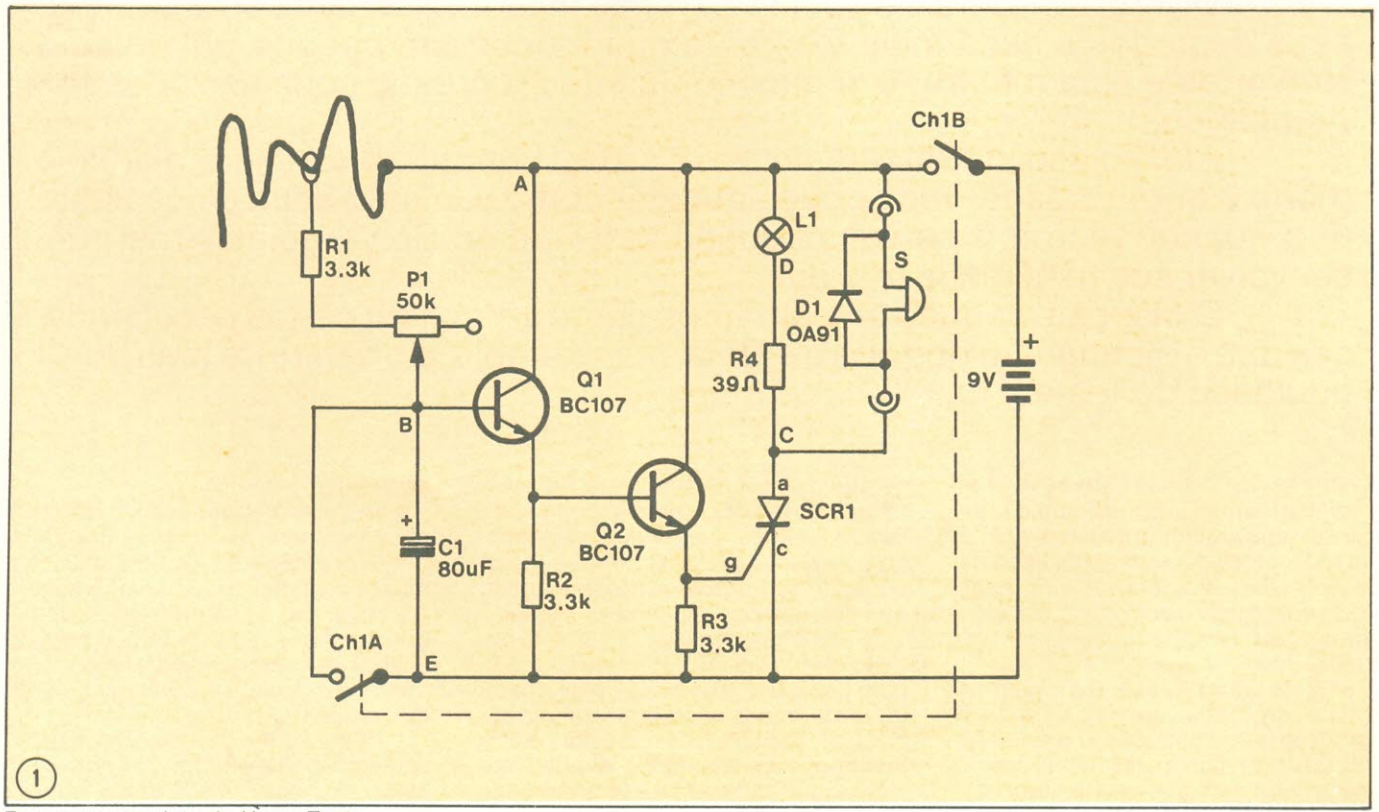
O restante do circuito elétrico diz respeito apenas ao acionamento da campainha e da lâmpada. O capacitor está ligado diretamente na entrada de um estágio bi-transistorizado à base do BC 107 (largamente conhecido). Esse estágio bi-transistorizado é formado por dois amplificadores acoplados pelo emissor. A característica mais marcante de um amplificador acoplado pelo emissor é de que ele apresenta alta impedância de entrada.

Se por acaso o capacitor fosse acoplado a um amplificador de baixa impedância de entrada, a característica que o jogo tem de permitir um certo número de erros desapareceria porque a cada toque o capacitor se carregaria, mas logo em seguida se descarregaria devido à baixa impedância do amplificador. Logo, a decisão de se usar estágios acoplados pelo emissor é a mais acertada.

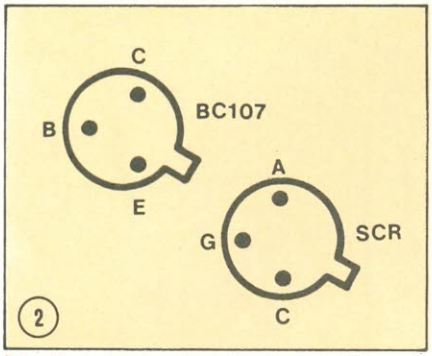
Graças a esse particular, o capacitor C1 enxerga uma impedância de centenas de kOhms, o que torna sua descarga bem lenta enquanto o estágio bi-transistorizado não vai à saturação.

O capacitor C1 deve ser de boa qualidade e deve ter uma corrente de fuga mínima de tal modo a manter sua carga durante um bom período. Sob este aspecto os capacitores variam enormemente. Os capacitores eletrolíticos mais "idosos" tendem a descarregar mais rapidamente que os novos. Por isso, cuidado com os componentes retirados de sucatas.

O emissor do transistor Q2 é ligado ao *gate* do retificador controlado de silício (SCR). O SCR tem a função análoga a uma chave eletrônica. Quando a tensão no terminal "gate" atinge um determinado nível, a tensão entre o anodo e o catodo cai violentamente fechando o ramo anodo-catodo de modo bem parecido a uma chave simples.



Esquema completo do Nervo Teste.



Distribuição dos terminais do SCR e do transistor.

Disparado o SCR, ele aciona os dois dispositivos de aviso de erro: a lâmpada e a campainha. Caso você ache que a campainha é desnecessária, basta desconectá-la do circuito juntamente com o diodo D1. Caso você deseje eliminar a lâmpada, basta substituí-la por um resistor de uns 100 Ohms. O SCR tem mais uma característica interessante: uma vez disparado, a única maneira de fazê-lo retornar ao estado de corte é desligando a polarização de ânodo, ou seja, desligando a chave dupla. Por isso, uma vez cometido o erro, não adianta desconectar a argola do fio retorcido que os indicadores de erro continuam acionados. O jeito é reconhecer que está errado, desligar o circuito, ligar novamente e partir para outra.

O diodo D1, ligado em paralelo com a campainha, impede a formação de corrente extra (corrente induzida na bobina) que pode danificar o retificador controlado de silício.

A chave dupla Ch1 atua na fonte de tensão (Ch1A) e diretamente nos terminais do capacitor (Ch1B). Quando a fonte é desligada, Ch1A aberta, a chave Ch1B fecha de tal forma a curto circuitar os terminais do capacitor, descarregando-o instantaneamente. Tão logo a chave Ch1A seja novamente fechada, o capacitor estará apto a se carregar, já que a chave Ch1B abrirá retirando o curto de seus terminais.

A figura 1 mostra o esquema completo do Nervo-Teste. Para que não haja dúvidas quanto à distribuição de terminais dos transistores e do SCR, a figura 2 mostra esses componentes vistos por baixo. Não só o BC107 se adapta ao circuito, qualquer outro transistor de silício de baixa potência pode substituí-lo com bons resultados.

A Montagem

Como a simplicidade do circuito é evidente, ele pode ser montado numa placa de circuito impresso universal como mostra a figura 3. O conjunto é instalado numa caixa de alumínio facilmente encontrável na praça. Na ilustração seguinte, figura 4, vem reproduzido o sistema de ligações dos diversos componentes que não são instalados na placa universal. Observe que as ligações à placa são orientadas pelo conjunto de letras (A,B,C,D e E).

O painel frontal deve ter três furos. Um para a lâmpada (ou o difusor, caso você queira fazer um protótipo bonitinho), um para o potenciômetro e outro para a chave dupla.

A campainha é instalada separadamente. A sugestão da figura 4 é a de colocar dois pinos de acesso para cabos banana ou qualquer outro tipo de *plug*. Um outro furo é necessário na placa de alumínio para permitir a entrada do fio de teste nervoso.

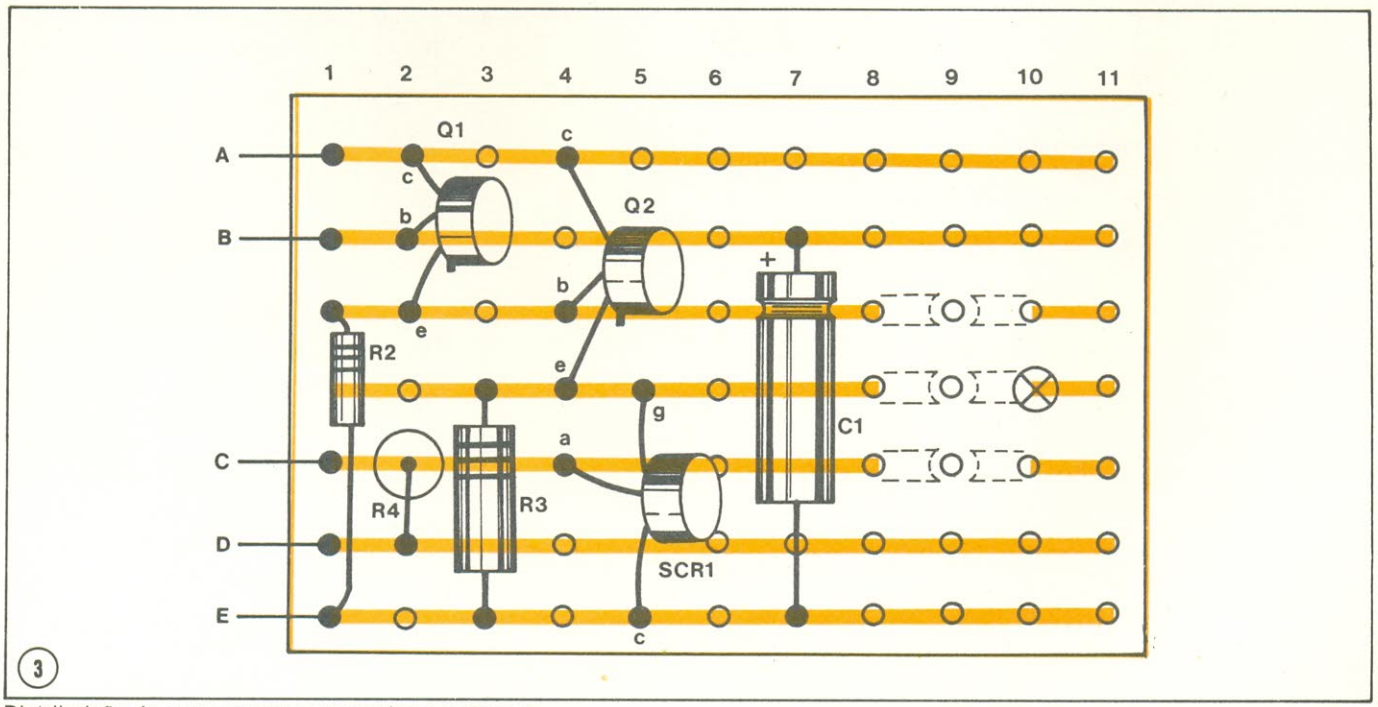
No que se refere a esse fio, ele pode ser de qualquer bitola pertencente aos modelos de fios rígidos. Como ele não pode ter contato nenhum com a placa de alumínio (observe o esquema), uma boa isolação deve ser feita para eliminar a possibilidade de curto-circuito ou desgaste excessivo de corrente da pilha. Tal isolação pode ser feita por meio de espagueti, borracha ou até cola (com a dupla função de fixar e isolar). O outro terminal do fio de teste nervoso não tem conexão elétrica alguma. Por questões estéticas, porém, é conveniente inserí-lo no interior da caixa de metal (totalmente isolado, é claro).

A argola de metal que tem um ponto elétrico fixo em R1, também deve ser inserida na caixa de alumínio de modo semelhante ao que propusemos no tocante ao fio de teste. Quanto à argola em si, ela pode ser formada com o retorcimento do fio e, com a adaptação de um bastão de madeira ou plástico, para facilitar o manuseio.

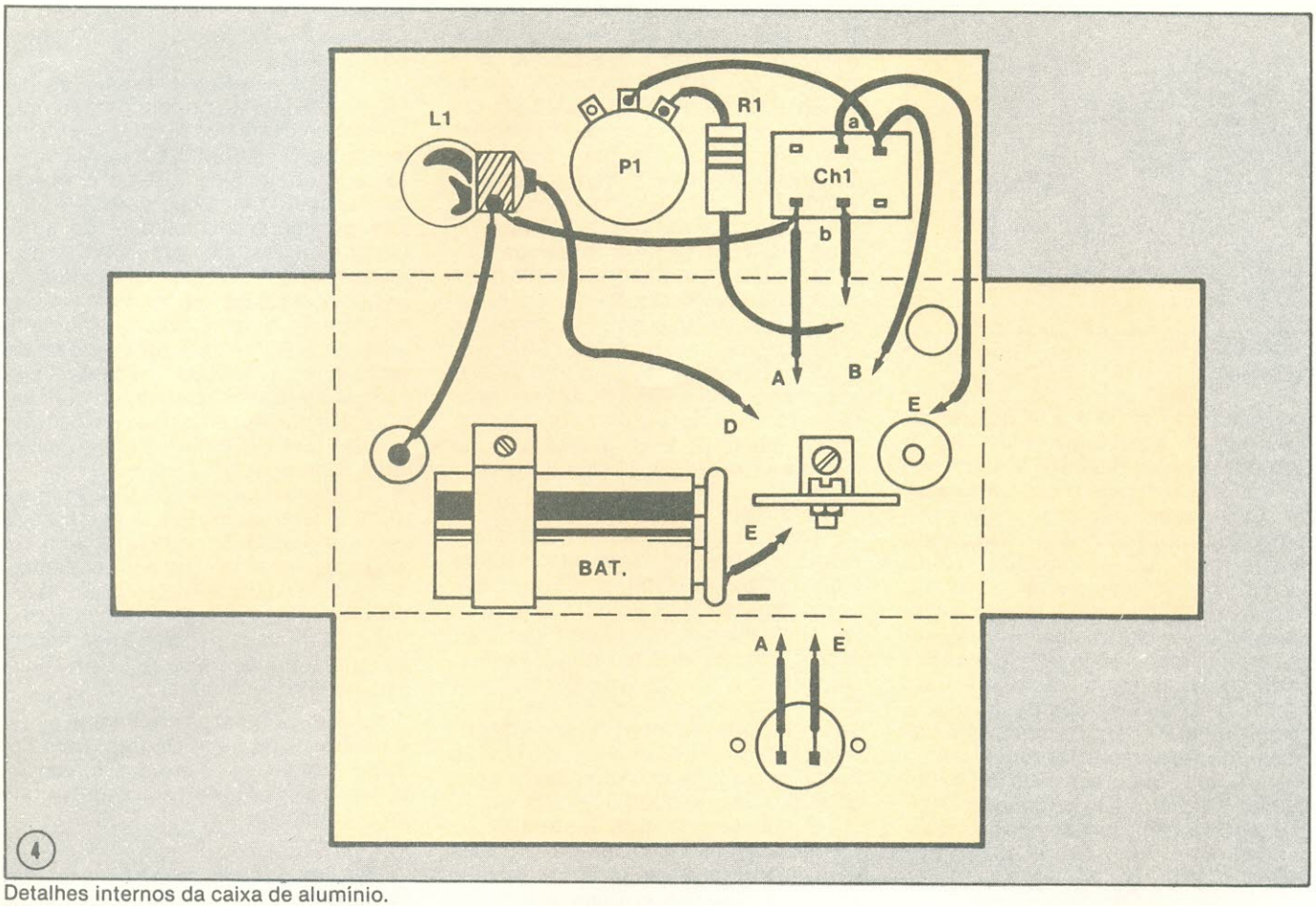
O aspecto final da montagem pode ser visto na figura 5. Os três furos no painel frontal se referem, respectivamente, ao interruptor, ao potenciômetro e à lâmpada.

Possibilidades de Jogo

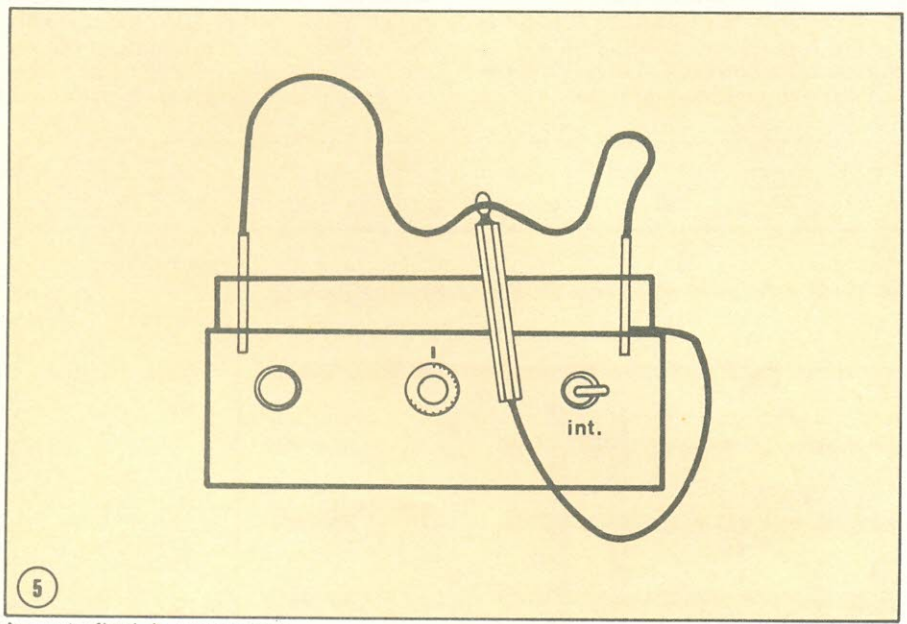
Na breve alusão feita a esse respeito, dissemos que há duas maneiras de jogar com o Nervo Teste. A primeira consiste em definir um percurso não muito difícil no fio retorcido e no primeiro contato da argola disparar o alarme. Essa possibilidade de jogo se con-



Distribuição de componentes numa placa universal.



Detalhes internos da caixa de alumínio.



Aspecto final da montagem.

segue com o potenciômetro no mínimo. A segunda consiste em definir um percurso difícil o suficiente para que ao menos um erro seja cometido por mais hábil que seja o jogador. Nesse caso, o alarme só será acionado depois de um determinado número de toques. Esse número de toques possíveis é determinado pela posição do potenciômetro — quanto mais próximo do zero, mais difícil é o jogo já que o processo de carga do capacitor é mais veloz quanto menor for a resistência a ele ligada em série.

Para tornar o jogo mais excitante, pode-se jogar contra o relógio, isto é, ver quem consegue cumprir o percurso sem que o alarme soe e no menor tempo.

Uma outra maneira de aproveitar o Nervo Teste consiste em treinar formas geométricas elementares como circunferências e elipses. Faça o seguinte experimento: molde o fio em forma de circunferência e treine o jogo exaustivamente. Você verá como passará a desenhar melhor um círculo no caderno.

Relação de Componentes

Resistores
R1 — 3,3 kOhm
R2 — 3,3 kOhm
R3 — 3,3 kOhm
R4 — 39 Ohm
P1 — potenciômetro de 50 kOhm

Capacitor
C1 — 80 uF

Semicondutores
Q1 — transistor BC 107
Q2 — transistor BC 107
D1 — OA 91
SCR — C 107 B1 G.E. ou equivalente.

© Copyright Radio Elettronica

NATIONAL
SEMICONDUCTOR

LM2002/LM2002A — Amplificador de potência para áudio, de 8 watts

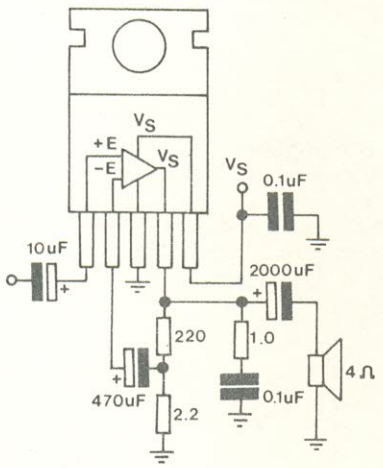
Descrição geral

O LM2002 é um amplificador de baixo custo e alta potência, adequado a aplicações automotivas. Sua elevada capacidade de corrente (3,5 A) lhe permite excitar cargas de baixa impedância a uma distorção bastante reduzida. O LM2002 é ainda limitado em corrente e termicamente protegido. Pode-se optar também pela proteção contra alta tensão (LM2002A), que possibilita ao amplificador suportar transientes de 40 V em sua alimentação. O LM2002 é fornecido no encapsulamento TO-220, de 5 pinos.

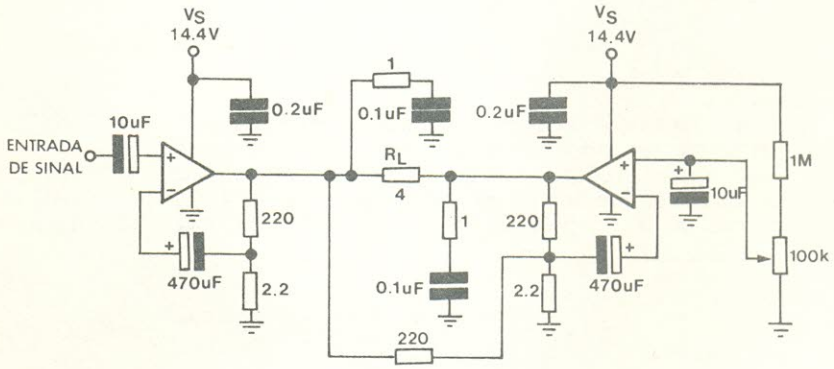
Características

- Grande capacidade para correntes de pico (3,5 A)
- Ampla variação da tensão de saída
- Ganho programável externamente
- Extensa faixa de tensões de alimentação (5 a 20 V)
- Necessita poucos componentes externos
- Baixa distorção
- Alta impedância de entrada
- Isento de transientes ao ser ativado
- Possibilidade para proteção contra alta tensão (LM2002A)
- Baixo ruído
- Proteção contra curto-circuitos
- Compatível pino a pino com o TDA2002

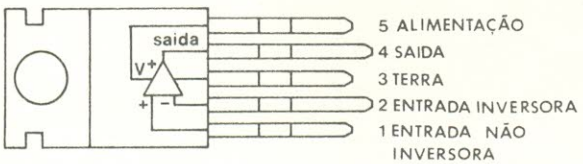
Aplicação típica



amplificador em ponte de 16 W



Pinagem



Valores máximos absolutos

Tensão de alimentação de pico (50 ms)	
LM2002A	40 V
LM2002	25 V
Tensão de operação	20 V
Corrente de saída	
repetitiva	3,5 A
não-repetitiva	4,5 A
Tensão de entrada	±0,5 V
Dissipação em potência	15 W
Temperaturas de operação	0°C a +70°C
Temperaturas de estocagem	—60°C a +150°C
Temperaturas nos terminais (ao soldar, 10 s)	300°C

NS Electronics do Brasil
Produtos Eletrônicos Ltda

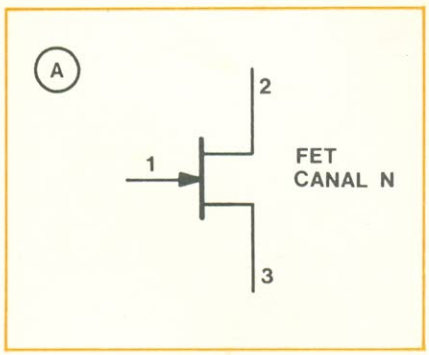
AV. BRIGADEIRO FARIA LIMA 830 8º
FONES: 210.4656 e 212.5056

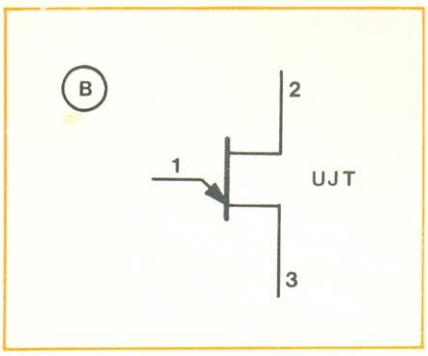
O PROBLEMA É SEU!

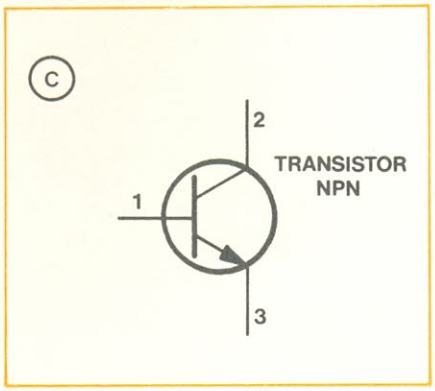
QUE COMPONENTE VOCÊ USARIA?

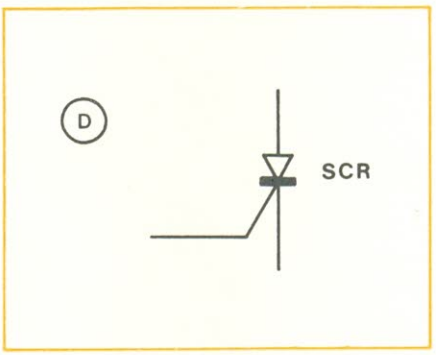
"Problema é Seu" deste mês traz seis circuitos básicos em eletrônica. São amplificadores, controladores de potência e osciladores. Todos esses circuitos apresentam como elementos ativos um dos cinco componentes desenhados à esquerda, de A a E (Fet, UJT, Transistor NPN, SCR ou TRIAC). Coloque o componente correto no espaço vazio existente em cada esquema. Para ajudar desenhamos as formas de onda características de cada circuito.

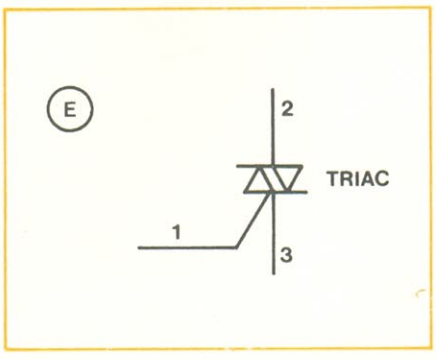
Como são seis circuitos para cinco componentes, haverá um componente que será usado duas vezes.











①...

④...

②...

⑤...

③...

⑥...

Respostas:

O circuito 1 é um oscilador de relaxação, circuito típico de aplicação do transistor unijunção. (1B)

O circuito 2 é um amplificador emissor comum, com polarização de base feita por uma fonte positiva. (2C)

O circuito 3 é um controlador de potência em dois ciclos. Observe a forma de onda na carga e a utilização do DIAC. (3E)

O circuito 4 é um amplificador a FET. Como o FET é canal N a fonte de polarização de *gate* é negativa. (4A)

O circuito 5 é um controlador de potência de um só ciclo, utilizando, portanto, um SCR. (5D)

O circuito 6 é um oscilador Hartley, circuito típico de utilização do transistor NPN. (6C)

EM REVISTA livros

Apollon Fanzeres

INSTRUMENTATION & CONTROL SYSTEMS ENGINEERING HANDBOOK

Editores da revista Instrumentation Technology

Qualquer pessoa que esteja em ligação com o campo da instrumentação e controle deve ler este livro, para consulta e estudo. Vários autores cooperaram e o resultado foi um verdadeiro curso em controle e instrumentação, tanto na parte eletrônica como na de hidráulica, e outras. Muitos diagramas, fórmulas, problemas com soluções, tornam este livro uma verdadeira enciclopédia sobre instrumentação e controle.

Editora TAB Books
(Blue Ridge Summit, Pennsylvania, 17214)

MASTER HANDBOOK OF 1001 MORE PRACTICAL ELECTRONIC CIRCUITS

Michael L. Fair

O título é grande, porém o livro é maior... Mais de 1001 circuitos integrados ou discretos, que vão desde detectores AM e FM, até geradores de formas de onda, passando por toda uma infinidade de circuitos. Muito útil para quem experimenta, para quem conserta, para quem ensina. Há circuitos que são a "tábua de salvação" para o experimentador ou mesmo para o técnico de bancada, pois são soluções testadas, de indústrias e fabricantes. É um livro que não pode faltar mesmo na biblioteca do interessado em eletrônica.

Editora TAB Books

THE GIANT BOOK OF AMATEUR RADIO ANTENNAS

Editores da 73 Magazine

Realmente é um gigantesco livro, contendo mais de 50 tipos de antenas, devidamente provadas e com todos os detalhes construcionais. As antenas são para HF, VHF e UHF e os autores descem a minúcias, nos detalhes de construção, o que deve facilitar ao leitor, para montar e obter o máximo de sua antena.

Editora TAB Books

ELEMENTS OF ELECTRONICS (2 vol.)

F.A. Wilson

Indiscutivelmente, a editora Bernard Babani vem imprimindo um ritmo revolucionário à sua programação de livros. A nova série, que se inicia com estes dois volumes, é destinada realmente ao principiante que não tem nenhum conhecimento de eletrônica. O autor escreveu ambos os livros numa linguagem simples, clara, que permite ao neófito aprender rapidamente o que é Eletrônica. Para facilitar aos leitores, nos apêndices existem os dados matemáticos que ajudam a

compreender as fórmulas e princípios teóricos. Muito bom mesmo.

Editora Bernard Babani

BUILT-IT BOOK OF SOLAR HEATING PROJECTS

William F. Foster

O aquecimento utilizando a energia solar já deveria ser coisa comum entre os habitantes da Terra, mas só com a ameaça de escassez do petróleo é que se deu um verdadeiro impulso positivo no assunto. No Brasil, ainda são tímidas as passadas nesse sentido, apesar de haver trabalhos pioneiros desde 1937... Mas os outros combustíveis da época eram muito baratos e daí o desinteresse.

O livro que estamos comentando traz vários projetos práticos e seria muito interessante para todos os que desejam aplicar a energia do Sol para aquecimento, seja doméstico ou industrial.

Editora TAB Books

COMO PROJETAR SISTEMAS ELÉTRICOS

Joseph F. McPartland

O livro, traduzido do original norte-americano, é de muita atualidade, se bem tenhamos em algumas áreas um aparente conflito entre terminologia e especificações do National Electrical Code e nossas normas. Mas isso não desmerece a obra, muito bem feita, minuciosa e útil para projetistas, engenheiros, professores e técnicos.

Na edição brasileira foi omitido o capítulo sobre aquecimento, constante do original, por julgarem os editores que não seria de muito interesse para o leitor brasileiro. O capítulo, no original, não é tão extenso que pudesse alterar substancialmente o custo da edição desejamos lembrar que hoje o Brasil está presente, em obras de engenharia, em vários países, em alguns dos quais o aquecimento é importante. Por que, então, não dar uma oportunidade ao leitor brasileiro, que só lê o vernáculo, de aprender algo que talvez lhe fosse útil? Fica o registro.

Os índices de segurança são baseados no NEC e, por isso, muito confiáveis. Nem de longe a maioria das instalações elétricas do Brasil obedecem a recomendações similares.

Editora McGraw Hill do Brasil Ltda.

MATERIAIS ELÉTRICOS (2 vol.)

Walfredo Schmidt

O autor é professor titular da Escola de Engenharia Mackenzie e da Faculdade de Engenharia Armando Alvares Penteado (FAAP). Além disso, tem um longo tempo como editor técnico de publicações especializadas. Tudo isso concorre para que o livro que estamos comentando seja uma obra compacta, porém substancial no assunto — destinada a alunos do 3.º ano de Engenharia. Há algumas preciosidades de sínteses, que repetimos, data vênia, para nossos leitores: "Diodo Zener — diodo cuja característica fundamental é que, a partir de determinadas tensões reversas, a corrente reversa começa abruptamente". "Diodo PIN — tipo especial de diodo varactor, sendo usado como chaves ou resistor, na faixa de microondas variáveis".

Editora Edgard Blucher Ltda.

ELETROTERAPIA TRANSCEREBRAL

José M. Koralek e Roque Teophilo

Um dos autores desenvolveu vários aparelhos "inéditos" para a Faculdade de Medicina da USP, enquanto o outro é especializado em Biônica e Cibernética, sendo professor titular da Universidade Mackenzie.

O livro trata fundamentalmente do que se chama popularmente de "eletrosono". Muito corretamente estabelecem os autores que o pioneiro do eletro-sono foi Leduc, que já em 1902 consegui fazer adormecer animais, ao aplicar uma corrente galvânica interrompida (retangular), em suas cabeças e zonas lombares. Mas o mérito da aplicação prática cabe, sem dúvida, ao grupo soviético (Guiliarovski, Liventsev, Segal e Kirilova).

O livro trata dos processos médicos e elétricos do eletrosono, e no último capítulo publica alguns circuitos. Lamentavelmente, do ponto de vista do experimentador, os circuitos não possuem dados práticos construcionais.

Editora Livraria Nobel S/A

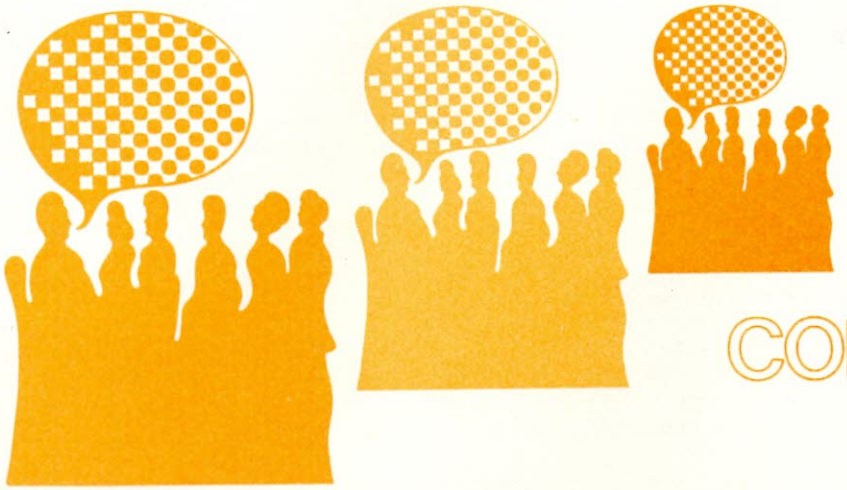
HOW TO BUILD YOUR OWN SOLID STATE OSCILOSCOPE

F.G. Rayer

Um livro bem prático, que traz, com muitos detalhes, a construção de um osciloscópio de estado sólido. As várias seções ou etapas são tratadas em capítulos, permitindo que a construção se efetue passo a passo, dando como resultado final um ótimo osciloscópio, para experimentação e uso em bancada.

Editora Bernard Babani

Obs.: *Os livros comentados nesta seção podem ser adquiridos nas livrarias especializadas, ou então diretamente com os editores, através de Bônus da Unesco (no caso de editoras estrangeiras). Para receber informações sobre essa forma de pagamento, escreva para a Comissão de Bônus da Unesco, situada à Praia do Botafogo, 186 — salas C-101/2 — ZC 02 20 000 — Rio de Janeiro-RJ.*



CONVERSA COM O LEITOR

A necessidade das telecomunicações e do radiocontrole

Sou leitor assíduo da revista NE, possuindo desde o nº 5, e gostaria de congratulá-los com o que acredito seja o pioneirismo no campo da comercialização de kits para montagem. Sendo eu engenheiro mecânico, sempre fui fascinado pelas maravilhas da eletrônica e sempre me interessei pelas matérias publicadas em revistas do gênero. Mas tendo eu conhecimentos um pouco precários de eletrônica, procurei conduzir meu interesse para circuitos de aplicação prática, o que, com a explicação e a ajuda dos cursos editados por sua publicação, fizeram com que meus conhecimentos se expandissem.

Tendo em vista isso, tomei a liberdade de me endereçar a vocês, para que ampliem, na medida do possível, essa parte destinada aos não-entendidos, às não-sumidades em eletrônica, que são uma minoria, mas uma minoria com grandes possibilidades nesta grande área que é a eletrônica atual.

Sou leitor assíduo de uma outra publicação do gênero que periodicamente edita matérias numa área que eu reputo do máximo interesse atualmente, devido ao grande número de aficcionados, que é a área das telecomunicações. Essa área é do meu particular interesse, visto que não conheço atualmente nenhuma empresa do ramo que produza, por exemplo, transceptores de pequeno tamanho e bom rendimento. Essa necessidade, a meu ver, é imperiosa, visto que na minha empresa (serviços de topografia) há uma grande necessidade de comunicação nos serviços de campo e devido ao alto custo e principalmente à dificuldade de se conseguir equipamentos, nos cria uma série de problemas. Na citada revista, no número passado apareceu um artigo no gênero, mas com uma grande falha: o seu alcance é extremamente limitado.

Outro aspecto na área de telecomunicações que gostaria de ver mais aplicada e, de preferência, com maior grau de confiabilidade e praticidade de montagens, é a área de telecomando, ou seja, controle remoto de aeromodelos, por exemplo, que poderia ser estendido a uma série de aplicações, não só em modelismo, como também nos controles de abertura e fechamento de portões, digamos.

Enfim, para que essa notável publicação fique sempre na vanguarda, escrevo para sugerir que procurem editar artigos no gênero, de preferência artigos passíveis de execução, pois acredito que, mesmo tendo em vista as dificuldades de se encontrar determinados componentes no mercado brasileiro (no caso de radiocontrole, por exemplo, não temos ainda servomecanismos e micromotores que satisfaçam às exigências do projeto), acredito que essa parte poderá ser solucionada de outra forma mais favorável, apelando para a capacidade de improvisação dos brasileiros. No caso dos transceptores, não creio existir empecilhos mais graves, pois estive observando os que temos em nossa empresa e não notei nada de absurdamente difícil de se conseguir ou realizar.

Espero não ter abusado de vossa boa vontade, na leitura dessa extensa carta, mas o meu desejo maior foi o de colaborar no sentido de que sua publicação seja sempre colocada em primeiro lugar (...)

Roberto Brancher
Rio de Janeiro — RJ

Já recebemos várias cartas como esta do Roberto, uma ou duas das quais tivemos ocasião de responder aqui mesmo, nesta seção. Nós também consideramos muito importantes as áreas de telecomunicações e telecomando e já estamos providenciando a elaboração de artigos, tanto na parte teórica como prática, seja através de colaboradores, seja pela nossa própria equipe. Se estamos demorando um pouco, é porque procuramos fazer as coisas bem feitas. Os artigos teóricos, assim como os kits, são fruto de muita pesquisa. Os kits, além da pesquisa, exigem uma série de testes, indispensáveis à sua confiabilidade e funcionamento em qualquer condição.

Como vê, Roberto, trabalhamos mais ou menos à mineira e aos poucos vamos introduzindo várias inovações. Um bom exemplo é a série Prancheta do Projetista — série nacional, que inicia este mês e procura dar oportunidade a todos os engenheiros e técnicos que tenham realizado algum pequeno projeto e queiram divulgá-lo. A série será apresentada nos mesmos moldes já consagrados pela "Prancheta" americana, ou seja, texto sucinto, claro, com um ou dois desenhos, apenas. Aguarde, que pretendemos fazer o mesmo com as áreas de telecomunicações e telecomando.

Os ruídos dos flipperamas

(...) Tenho notado, já há algum tempo, que as casas de diversões eletrônicas aqui de São Paulo não emitem mais aqueles sons metálicos que muitas vezes ouvi nos meus tempos de colegial. Os ruídos, agora, parecem mais suaves, mais "melodiosos", mais eletrônicos, enfim. Numa ocasião, estando em férias da faculdade, tive a ocasião de conversar com um dos técnicos de manutenção das máquinas de "flipperamas" e fiquei sabendo que os novos modelos são quase que totalmente eletrônicos, em oposição aos anteriores, que eram eletromecânicos.

A parte que mais me interessou nessas novas máquinas foi justamente a de ruídos. Como aprecio muito os jogos de vídeo e de habilidade eletrônicos, e tendo a intenção de projetar vários por minha conta, gostaria de saber se já existe algum integrado ou grupo de integrados que possa fornecer os efeitos sonoros a esses jogos. Ficaria agradecido com qualquer informação, mesmo sobre algum componente estrangeiro (...)

Rubens C. Kowalski
São Paulo — SP

Parece até que estávamos adivinhando o que o Rubens iria sugerir. É que surgiu há pouco tempo em nosso mercado um integrado da Texas, de 28 pinos, que recebeu o nome de "gerador de sons complexos". Variando-se alguns capacitores e resistores externos, ele é capaz de produzir uma infinidade de efeitos, desde um disparo de revólver até uma guerra espacial. O pessoal de nosso laboratório pesquisou as possibilidades desse componente, que agora está sendo lançado sob a forma de kit, neste mesmo número. Sua placa se adapta bem ao que você pretende, pois permite a conexão de elementos de várias maneiras, de acordo com o efeito que você deseja produzir. É ideal para sonorizar brinquedos, jogos de habilidade ou até mesmo flipperamas e jogos de vídeo caseiros.

Sustainer + sugestões de um jovem leitor

Soube da existência dessa excelente publicação apenas quando a mesma se encontrava no n.º 19; algum tempo depois adquiri os números que faltavam para completar minha coleção, menos os n.ºs 1 e 2, que não consegui encontrar.

Por intermédio de amigos, que montaram o sintetizador para instrumentos e vozes do sr. Cláudio Cesar Dias Baptista, soube que me faltava um elemento do sintetizador: o sustainer. Sei que foi publicado no n.º 1 ou 2, que não se encontra mais à venda. Como estou muito interessado na montagem do sintetizador, peço a vocês que me enviem ou publiquem o esquema elétrico do mesmo; quanto à confecção da placa de circuito impresso e à aquisição dos componentes, eu me encarrego. Caso vocês publiquem o circuito do mesmo, este será de muita valia para as pessoas que não possuem os n.ºs 1 e 2 da Nova Eletrônica, que são muitos. Então vocês poderiam publicar também o desenho da placa de circuito impresso.

Eu queria colaborar com circuitos e artigos, mas tenho apenas 14 anos e estou no último ano do ginásio; portanto, tudo o que sei de eletrônica é baseado nas páginas dessa revista. Assim, queria fazer algumas sugestões sobre artigos, circuitos e cursos.

1 — Na edição n.º 21, de novembro de 78, págs. 68 a 72, vocês publicaram um artigo falando a respeito de divisores de freqüência, e deram exemplos de circuitos, tanto de divisores ativos como passivos, acompanhados de fórmulas. Eu montei os dois e percebi tanto num como noutro um desempenho excelente. Mas eles são apenas de dois canais; então vocês poderiam publicar um outro artigo, com aquele mesmo divisor passivo de 18 dB/8ª, mas para três canais, ou seja, graves, médios e agudos, acompanhado das fórmulas, é claro. E também aquele ativo, mas para três canais e mais um passivo e um ativo para cinco vias, destinado a fins profissionais.

2 — Vocês poderiam também fazer artigos sobre capacitores, explicando seu funcionamento completo e suas principais aplicações.

3 — Um artigo ou até mesmo um curso seria de grande aceitação se falasse sobre acústica ambiente. O sr. Cláudio Cesar já falou e deu exemplos práticos sobre esse assunto, mas não o esgotou.

4 — Um outro curso ou até mesmo um complemento do curso de técnicas digitais poderia tratar sobre como gerar sinais de vídeo, como projetar jogos de vídeo, etc. Vocês fizeram um artigo sobre isso no n.º 34, de dezembro de 1979, págs. 87 a 91, mas nunca é igual a um curso completo sobre o assunto.

5 — Na edição de dezembro último vocês publicaram um circuito decodificador de FM estéreo e então vocês poderiam colocar na praça mais um kit: um receptor de AM e FM estéreo, mas com mostrador digital.

Até aqui, eu somente dei idéias para ampliar artigos já publicados; agora, passo a dar idéias minhas:

6 — A maioria dos bons osciloscópios custa fortunas. Então, vocês poderiam montar um circuito de um osciloscópio, utilizando como tubo de raios catódicos uma televisão. Além da imagem ser mais nítida, poderiam ser observados mais detalhes do que em um osciloscópio convencional (...)

7 — Poderiam também fazer um curso que ensinaria o funcionamento dos rádios e como projetá-los, além de circuitos de radiocontrole, tanto transmissores como receptores.

8 — Poderiam ainda desenvolver em vários artigos uma máquina de flipperama, tanto na parte mecânica quanto eletrônica.

Vocês podem pensar que as idéias contidas nos itens 6 e 7 são um pouco ou até muito arrojadas para o nível da revista, mas são apenas idéias minhas e portanto cabe a vocês dizer se são viáveis ou não (...)

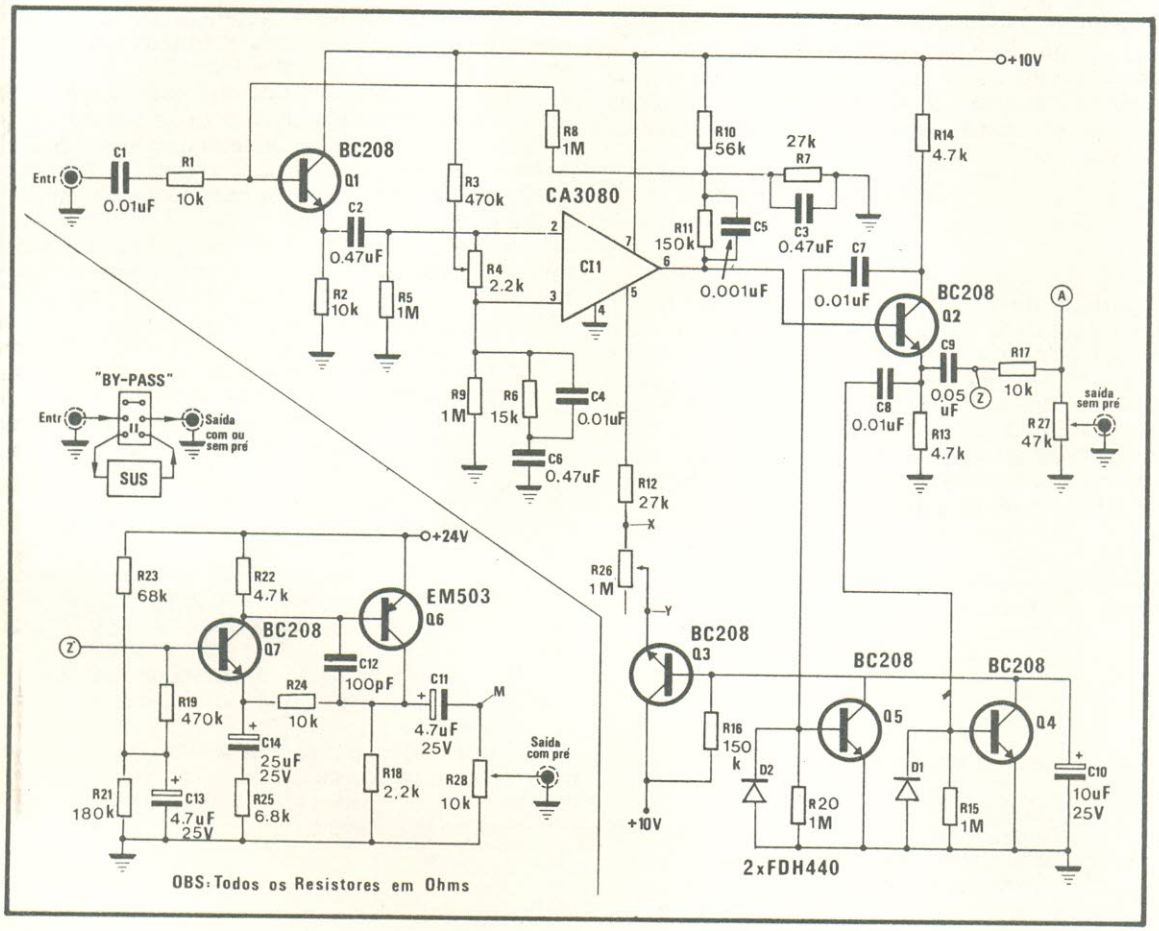
Antonio Carlos Medina
São Paulo — SP

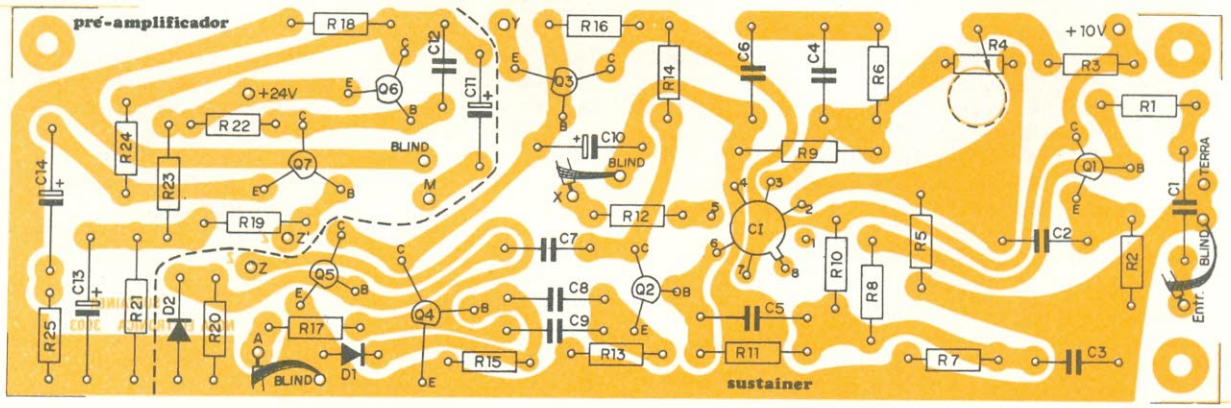
Atendendo ao Antônio e a todos os leitores que perderam as primeiras duas edições da NE e desejam montar o Sustainer, reproduzimos logo a seguir o esquema e a placa de circuito impresso do mesmo. Observe que o circuito se divide em duas partes: o sustainer em si e o pré-amplificador (a divisão entre eles está bem indicada na placa, através de uma linha tracejada). O autor recomenda que se utilize o pré, caso esse módulo seja usado em conjunto com os demais; sem o pré, ele se torna um pedal sustainer. A alimentação também é separada, pois o sustainer recebe 10 V e o pré, 24 V. Se o pré for utilizado, deve-se dispensar o resistor R17 e o potenciômetro R27, ligando o ponto Z do sustainer ao ponto Z' do pré-amplificador.

Quanto às sugestões, vamos por partes. Anotamos as idéias sobre divisores de freqüência e capacitores, que serão estudadas; o Cláudio Cesar vai continuar falando sobre acústica ambiente, em breve; estamos analisando também sua sugestão sobre o curso de sinais e jogos de vídeo. O re-

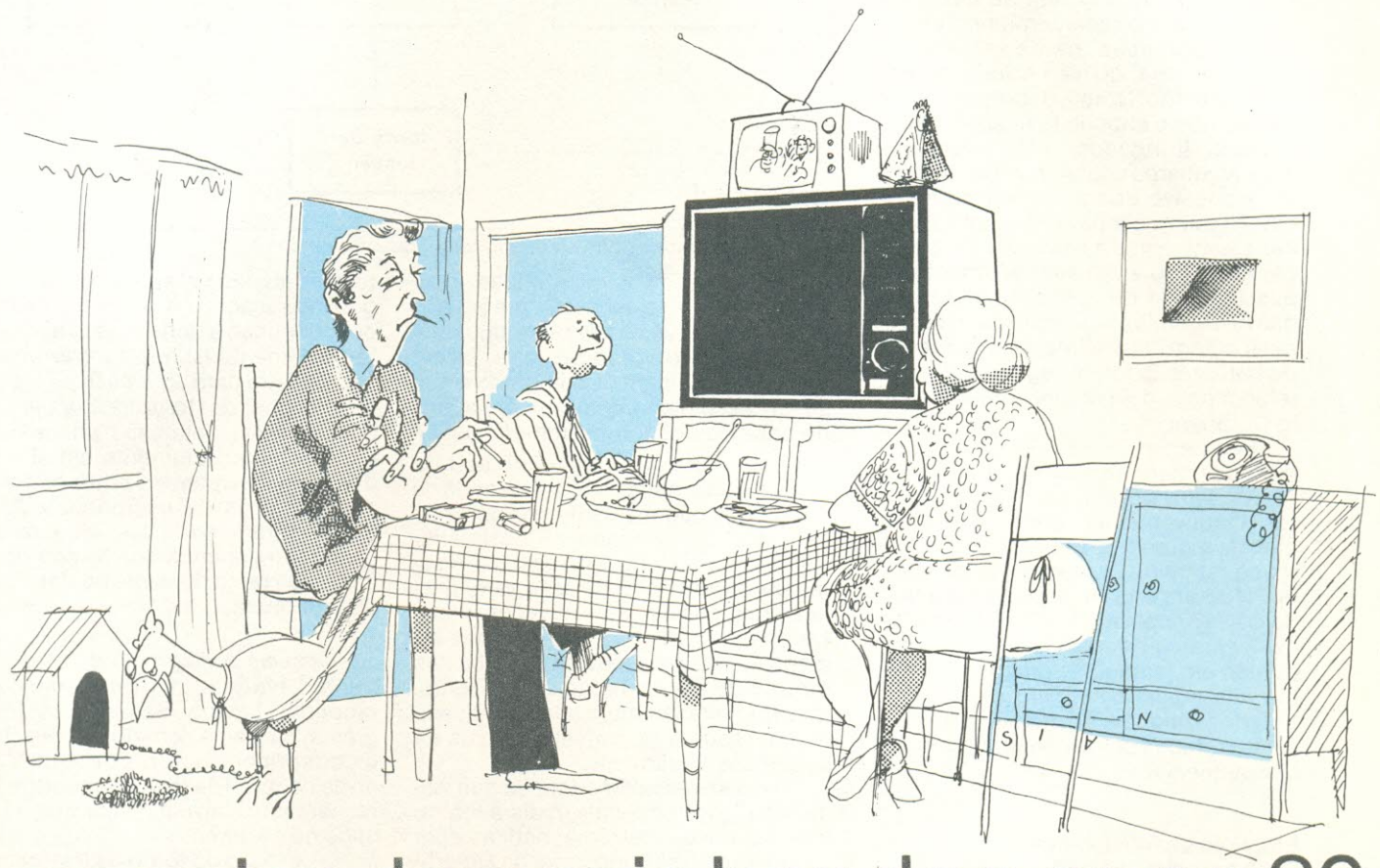
ceptor de FM e o osciloscópio são dois dos kits mais desejados pelos nossos leitores e, por isso, o laboratório está dispensando uma atenção especial a eles. Não podemos prometer nada sobre a máquina de flipperama, por enquanto, mas você já pode produzir os efeitos sonoros, com um dos kits deste mês. Sobre radiocontrole e transceptores, você pode dar uma olhada na resposta à carta do Roberto Brancher, cujas sugestões são todas nessa área.

Uma coisa é certa, Antônio: você pode ser um de nossos leitores mais jovens, mas se continuar assim, logo estará colaborando com artigos para a Nova Eletrônica.





Fornos de Microondas:



a maneira de cozinhar dos anos 80

Paulo Nubile — Instituto de Física da USP

As cozinhas dos anos 80 podem ser palco de uma nova revolução tecnológica. Os fornos de microondas começam a invadir o mercado como uma opção de diminuir o consumo de gás (de rua ou bujão) além, é claro, de representarem um novo estilo de cozinhar que pode, inclusive, alterar os hábitos alimentares de grande parte da população.

Entenda como funcionam esses fornos e como as radiações eletromagnéticas situadas na faixa das microondas interagem com os alimentos para que sejam cozidos.

Os fabricantes dos fornos de microondas, que já começam a invadir o mercado, atestam em manuais de vendas e catálogos dizeres do seguinte tipo: "com este forno você pode cozinhar um bife em cinco minutos, uma lagosta congelada pode ser levada à mesa depois de sete minutos e meio e um hamburguer estará pronto em um minuto". E, de fato, os fornos de microondas comprovam na prática o que é anunciado nos catálogos.

Muitos anos foram necessários para tornar um forno de microondas um dispositivo comercializável. Atualmente os Estados Unidos, países da Europa e o Japão já possuem tecnologia estabelecida e capacidade manufatureira suficientes para tornar os fornos de microondas acessíveis a uma grande parcela da população. E agora os fornos de microondas chegam ao Brasil numa época em que se procura com emergência um substituto à altura dos fornos a gás ou a lenha.

➔

Um pouco de história

Há mais de trinta anos, o Dr. Spencer Percy, físico da Raytheon Company, caminhou pelas imediações de um aparelho que atuava de forma semelhante a um radar, emitindo ondas eletromagnéticas na faixa das microondas, levando na mão um copo de chocolate frio. Notou, depois de algum tempo, que o chocolate ficara morno e maltado. Intrigados, o Dr. Spencer e seus auxiliares concluíram que a única fonte possível de aquecimento era a radiação que "escapava" daquele aparelho. Desde então a equipe do Dr. Spencer começou a pensar seriamente na possibilidade de aplicação industrial das microondas para aquecer, descongelar ou cozinhar alimentos. Centenas de patentes já foram registradas aperfeiçoando a idéia original proposta pelo Dr. Spencer.

Em 1965 a General Electric já lançava o primeiro modelo comercial. Esse modelo, porém, apresentava certos inconvenientes como baixa eficiência e grande porte. O primeiro forno de tamanho compacto e operando em 115 volts e 15 ampéres foi construído em 1967 pela Amana Radarange. De 1967 para cá os modelos foram diminuindo em tamanho e preço de tal forma que atualmente, pelo menos nos Estados Unidos e no Japão, já podem ser adquiridos pelos consumidores da classe média.

Princípio de funcionamento

A primeira questão que poderia ser levantada é a da escolha da frequência de operação do forno. Por que microondas?

Antes de mais nada, vamos situar as microondas no espectro de frequências. Elas aparecem depois das ondas de rádio e TV (frequências maiores que as de VHF) e bem abaixo das ondas luminosas (abaixo do infravermelho). Pode-se dizer que uma radiação eletromagnética é microonda se estiver situada no intervalo que vai dos 900 MHz até 300 GHz.

O termo microondas esteve em voga no início dos anos 60, com o advento da era espacial e das comunicações a nível mundial. Desde então, a faixa das microondas vem sendo intensamente explorada nas telecomunicações. Quantidades enormes de informações podem ser transmitidas e recebidas através de um único canal de microondas mesmo a distâncias continentais, já que, para as microondas, a maioria dos obstáculos terrestres (montanhas ou edifícios) e atmosféricos são transparentes. O sistema de comunicação do projeto Apollo, por exemplo, operava em 2.300 MHz e os primeiros satélites, como o INTELSAT, também operavam, e grande parte deles ainda opera, com microondas.

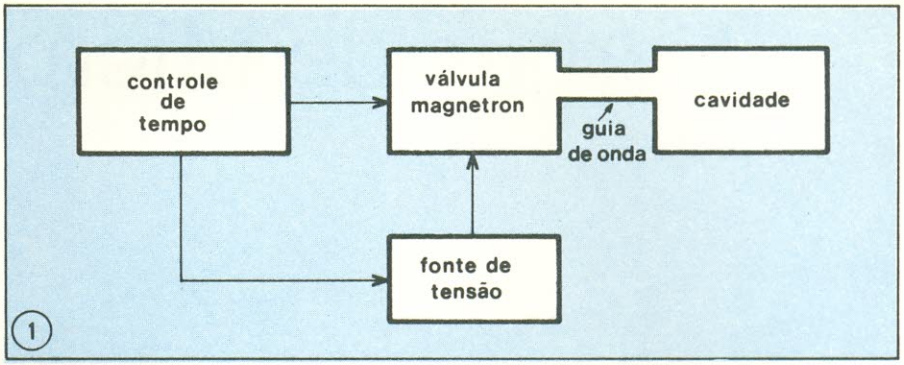


Diagrama de blocos básico de um for no de microondas.

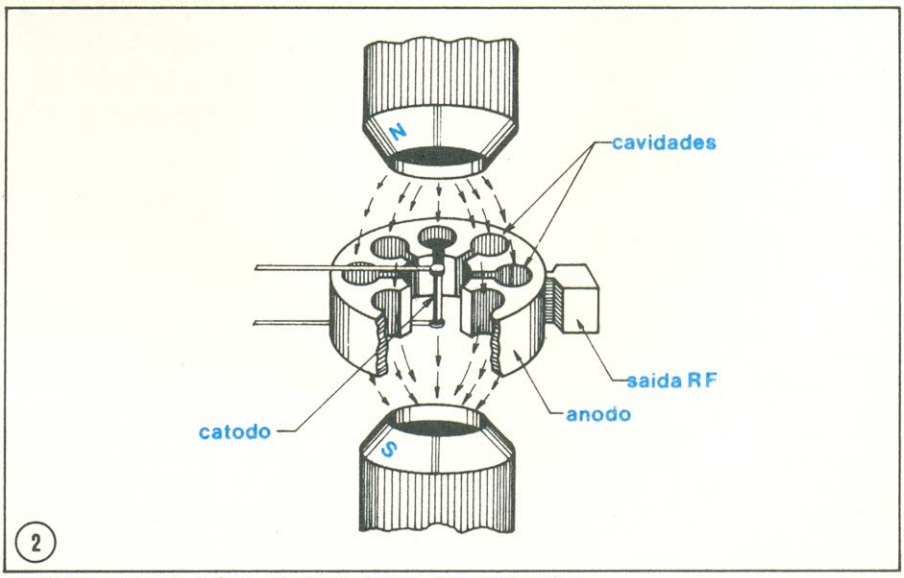
As radiações de microondas situadas no trecho do espectro que vai dos 915 MHz aos 2450 MHz têm duas importantes propriedades que fazem com que cozinhem os alimentos e que sejam escolhidas como as radiações de trabalho dos fornos comerciais.

A primeira delas se refere ao fato de que para o comprimento de onda da microonda (alguns centímetros) as dimensões da cavidade de cozimento são ideais para um forno caseiro. A segunda propriedade garante que, nessas frequências, as radiações penetrem e aqueçam todo o interior dos alimentos. Nas frequências mais baixas o ritmo de aquecimento é mais lento. Nas frequências mais altas, o aquecimento tende a se concentrar mais na superfície do alimento.

Deve-se ressaltar o fato de que, aumentando a frequência, mais a interação das ondas eletromagnéticas com o alimento irá se concentrar na superfície; isso ocorre porque quanto maior a frequência, menor o comprimento de onda da radiação e, portanto, menor a penetração. Na verdade, um forno comum funciona nesses termos. A radiação de um forno comum é infravermelha (comprimento de onda de milímetros) e o que ocorre é que o aquecimento da substância se dá na superfície por interação com o infravermelho e por condução e transmissão no restante do alimento (já que o infravermelho não penetra para aquecê-lo diretamente). No final deste artigo há uma discussão mais detalhada sobre esses aspectos do cozinmento em si e das diferenças existentes entre os fornos comuns e os de microondas. Antes disso, porém, seria conveniente uma descrição genérica dos fornos de microondas tanto do ponto de vista físico quanto operacional. Vamos a ela:

Observe o diagrama de blocos da figura 1, ele esquematiza o forno de microondas básico. Segundo esse diagrama, o forno é constituído de quatro blocos principais: fonte de tensão, bloco de controle de tempo e modo de funcionamento, válvula magnetron e cavidade de cozimento.

O coração do forno de microondas é a válvula magnetron. É o elemento que se encarrega de produzir o feixe de microondas que é distribuído por todo o interior do forno. A válvula é basicamente um diodo com um catodo cilíndrico circundado por um anodo também cilíndrico. A figura 2 esquematiza esse componente. O que diferencia



A válvula magnetron é o coração do for no de microondas.

uma válvula magnetron de um diodo comum é o fato de que na válvula magnetron há dois campos que afetam o movimento dos eletrons. Um é o campo elétrico criado pela polarização de catodo e anodo, o outro é um campo magnético, perpendicular ao campo elétrico, que é produzido por um ímã ou eletroímã.

Os eletrons que deixam o catodo em direção ao anodo interagem de tal forma com o campo magnético que tendem a executar movimentos circulares, de retorno ao catodo. Os eletrons, portanto, executam um movimento médio de vai e vem entre anodo e catodo. É esse movimento o responsável pela oscilação da válvula. A frequência de oscilação é determinada por suas características físicas. No caso dos fornos de microondas essa frequência é de 2450 MHz. Alguns também trabalham com 915 MHz.

Para que a energia eletromagnética gerada pela válvula seja levada ao ambiente, uma pequena antena é acoplada ao tubo.

A antena de válvula magnetron é acoplada a um guia de onda que "canaliza" toda a radiação para o interior da cavidade de cozimento. A cavidade de cozimento deve atuar de modo bem semelhante a uma garrafa térmica, ou seja, deve ser revestida de um material que sirva como um espelho para as microondas. Para esse tipo de radiação praticamente todos os metais têm essa propriedade de reflexão e é por isso que as cavidades de cozimento são todas elas metalizadas em seu interior.

Dentro da cavidade de cozimento existe um outro dispositivo importantíssimo no bom desempenho do forno: o espalhador. Este consiste de uma série de aletas girantes onde incide a radiação de saída do guia de onda, espalhando, assim, a radiação por todo o interior do forno.

Como o interior do forno também é revestido de metal, se não houvesse o espalhador, formar-se-iam ondas estacionárias; o que equivaleria a dizer que algumas partes do forno seriam banhadas pela radiação enquanto outras não; e o que se deseja é que a radiação seja distribuída uniformemente por toda a cavidade.

Nos fornos comerciais o revestimento de metal ao qual me referi não aparece. Além do revestimento de metal existe outro plástico. Do ponto de vista físico, porém, nada se altera com a presença do plástico, pois trata-se de um material transparente às microondas.

Outro bloco de grande importância que compõe um forno, agrega os dispositivos de controle de tempo e modo de funcionamento. Basicamente, esse bloco atua sobre a fonte de tensão que alimenta a válvula magnetron de tal forma a ligar e desligar o forno de acordo com a escala de tempo selecionada e com o modo de funcionamento.

Cada forno em particular possui um bloco de controle característico. No modelo Quick Cooker da Sanyo o bloco de controle atua sobre:

1. Escala linear de tempo de 0 a 30 minutos.

2. Modos de funcionamento: FORTE, FRACO e DESCONGELA.

Do ponto de vista operacional, a escala linear de tempo não passa de um temporizador em que o período de acionamento é definido pelo operador (cozinheiro). Cada alimento tem um tempo de cozimento definido, que aparece no painel do forno.

Os modos de funcionamento definem, dentro dos períodos pré-fixados, o tempo em que a válvula é acionada e o tempo em que a válvula não é acionada. No modo FORTE, por exemplo, a válvula é permanentemente acionada no tempo estipulado para cozimento. No modo FRACO a válvula é acionada durante 45 segundos e desacionada nos outros 15 segundos. O que define o modo de funcionamento é o alimento que se quer cozer.

Para tornar mais claro o que foi acima exposto, vamos tomar um exemplo prático. Digamos que o cozinheiro queira fazer ovos mexidos. O tempo de cozimento para ovos mexidos é de 2 minutos e o modo de funcionamento é o FRACO. Para esse caso, o forno permanecerá ligado durante 2 minutos (tempo definido na escala linear) e, nesses dois minutos, ele estará acionado nos primeiros 45 segundos e "descansará" nos outros 15; repetindo esse ciclo mais uma vez para daí desligar por completo.

No outro modo de funcionamento, o DESCONGELA, o forno é ligado nos primeiros 30 segundos e desligado nos outros 30 segundos.

Há uma razão bem simples para a existência dos modos de funcionamento. Ocorre que, mesmo com a presença do espalhador, a distribuição da radiação no interior do forno não é totalmente uniforme. Muitos alimentos, além disso, não são bons condutores de calor. Se a válvula permanecesse o tempo todo ligado (modo de funcionamento FORTE) poderia acontecer de algumas partes ficarem cozidas enquanto outras permaneceriam cruas. Já no modo FRACO, nos 15 segundos em que a válvula é desligada, há uma redistribuição de calor por todo o alimento, homogeneizando o cozimento. No modo DESCONGELAR a redistribuição de calor é maior ainda já que a válvula permanece 30 segundos desacionada.

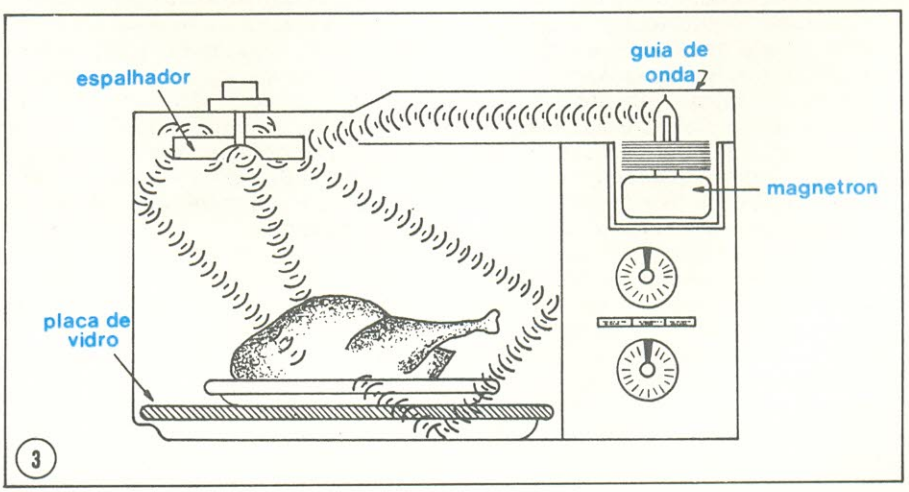
Podemos esquematizar visualmente um forno através da figura 3. Todos os fornos avaliáveis no mercado possuem, em essência, essa composição. Observe que o circuito gerador de microondas fica num recipiente afastado do forno em si e a radiação gerada é levada ao forno por meio de um guia de onda.

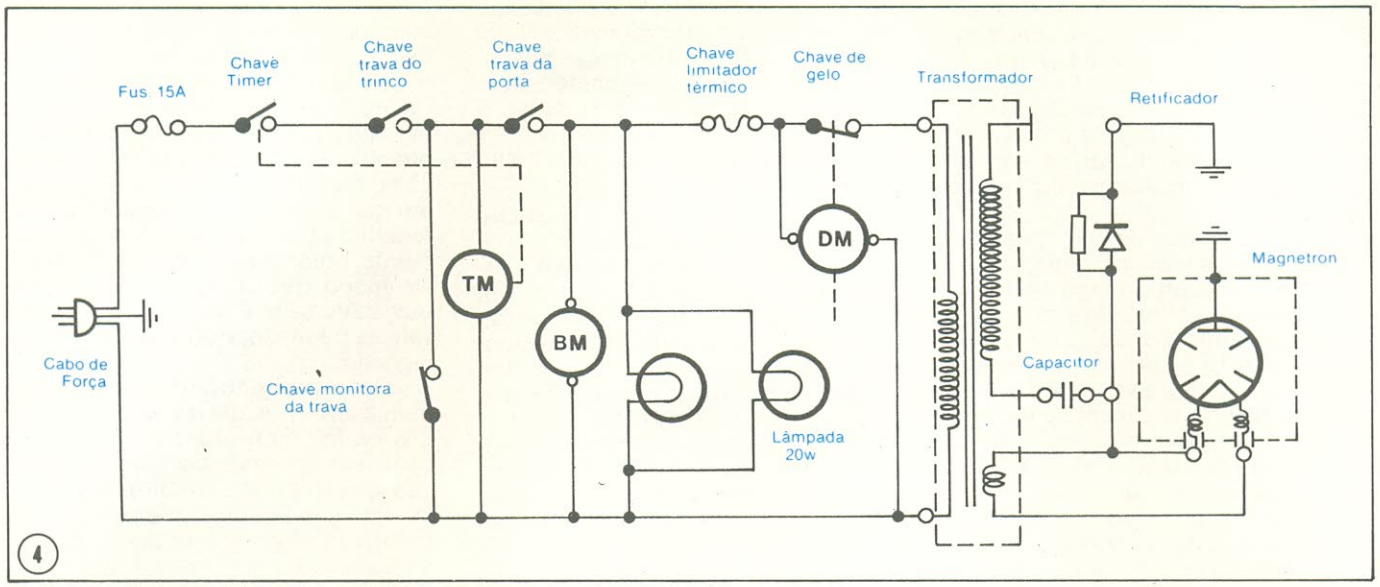
A parte elétrica de um forno de microondas

O esquema elétrico apresentado na figura 4 descreve o forno de microondas Quick Cooker da Sanyo, modelo este já comercializado no Brasil.

Como, por questões de segurança, o forno de microondas não pode operar com a porta aberta de forma alguma, existem três chaves que descontectam o cabo de força quando a porta é aberta. São elas a chave trava do trinco, a chave monitora da trava e a chave trava da porta. Observe que, se a chave trava do trinco falhar, a chave monitora colocará em curto o cabo de força queimando o fusível e desligando o forno.

A chave timer é controlada por um motor, designado no esquema com a sigla TM. Ela que é responsável pelo liga e desliga automático do forno e pelo acionamento da válvula nos vários modos de operação. Para o modo DESCONGELA existe um motor, designado no esquema por DM, que abre e fecha a chave de gelo; quando acionada, a chave permanece aberta durante 30





Esquema elétrico do bloco de controle de um forno de microondas.

segundos e fechada também durante 30 segundos.

Todos esses motores e chaves descritos até agora servem para controlar o tempo em que a válvula magnetron é acionada ou não. A tensão de entrada no transformador é a própria tensão da rede. Essa tensão é devidamente retificada e filtrada para que a válvula seja polarizada em seu ponto de trabalho. Uma vez polarizada, a válvula oscila em 2450 MHz, frequência padrão de todos os fornos comerciais.

Como se pode observar, não há nenhum controle linear de intensidade da radiação produzida pela válvula magnetron. O que há são chaves que controlam o tempo em que ela permanece acionada e, quando acionada, a radiação tem intensidade e frequência definidas.

A foto da válvula magnetron usada neste forno pode ser vista na figura 5. O prolongamento serve como antena para distribuir a radiação para o meio ambiente.

Há alguns componentes que devido à própria constituição ou à condição de trabalho encarecem o forno. A própria válvula magnetron é um componente bem sofisticado. Além dela, o capacitor de filtro é encarecido por causa da alta tensão de isolação. O transformador também é especial, já que deve suportar uma corrente de primário por volta dos 13 Ampéres. Esses componentes, além de tudo, são todos importados.

Esses talvez sejam os principais motivos que tornam o forno de microondas um aparelho ainda caro. Com a nacionalização dos componentes, fatalmente o preço cairá.

Quanto ao consumo de potência de um forno de microondas, é comparável ao de um chuveiro. Raramente ultrapassam os 1,5 kW. Nos aparelhos que operam numa rede de 110/127 volts a corrente máxima é de 14 Ampéres.

Observe que para uma corrente dessa intensidade alguns cuidados de instalação devem ser tomados como a observação da bitola do fio ligado entre a caixa de força e o forno ou a possível sobrecarga de uma das fases.

A figura 6 é a foto do forno de microondas da Sanyo cuja parte elétrica acabamos de discutir.

Como ele cozinha?

Até este momento foram discutidas as características de funcionamento e constituição de um forno de microondas. Agora vamos considerar a natureza da interação entre as microondas e o alimento. Entre as ondas eletromagnéticas e a matéria há três tipos de interação possíveis: reflexão, transmissão e absorção. Algumas substâncias refletem as microondas como um espelho reflete a luz visível. Essas substâncias são condutoras de eletricidade, como os metais comuns. Os metais comuns mais reflexivos são o cobre, a prata e o alumínio. Os diversos tipos de aço também são reflexivos, embora haja alguns que absorvem boa parte da radiação que recebem. Em geral, no entanto, todos os metais têm grande coeficiente de reflexão, e é esse fato que os proibe de serem usados como recipientes dos alimentos dentro do forno.

Os objetos que transmitem as microondas sem absorverem energia são chamados de transparentes. Atuam de forma semelhante aos vidros em relação à luz visível. Muitos plásticos, cerâmicas e papéis são essencialmente transparentes, com algumas exceções. Essa propriedade de transparência às microondas fazem dos vidros e cerâmicas os materiais ideiais para serem utilizados na "baixela" dos fornos de microondas.

O terceiro tipo de interação possível, a absorção, é de fundamental interesse no cozimento das subastâncias. O mecanismo pelo qual as substâncias absorvem as microondas é um tanto complexo e essa complexidade tem levado a explicações um tanto esdrúxulas de tal mecanismo. Diz-se, por exemplo, que os fornos cozinham "de dentro para fora do alimento", ou que cozinham por "fricção interna", ou ainda "por fricção molecular". Essas expressões, que já se tornaram tão comuns, capturam apenas uma parte da realidade. Realmente, o alimento não é cozido de fora para dentro como no processo tradicional de convecção/condução (aquecimento pelo ar). Muitos alimentos não são bons condutores de calor, o método tradicional de cozimento exige longos períodos até que o alimento possa ser levado à mesa. Como as microondas possuem comprimentos de onda maiores que o infravermelho (radiação dos fornos comuns), elas penetram no alimento, fazendo com que toda a radiação que atinge o alimento interaja com ele em toda sua profundidade. Então, não é verdade que o aquecimento se dá de dentro para fora, mas sim que ele se dá de uma forma homogênea em todo o volume da substância.

O termo fricção molecular pode ser explicado como um fenômeno de aquecimento de um material dielétrico. Muitos materiais não condutores de eletricidade absorvem as microondas. Essa absorção é determinada por duas características do material: a constante dielétrica e o fator de dissipação.

A primeira dessas características é uma medida da polarização da molécula quando em presença de um campo

elétrico. A polarização se refere à separação das cargas elétricas de uma molécula num ponto tomado como referência. Uma molécula de água, por exemplo, tem um momento de dipolo elétrico (ou seja, é polarizada) também na ausência de um campo elétrico externo. O átomo de hidrogênio forma um centro de carga positiva enquanto os dois átomos de oxigênio formam um centro de carga negativa. Como esses pontos não coincidem no espaço, há um momento de dipolo natural numa molécula de água. A figura 7 mostra como se alinham as moléculas de água num campo elétrico produzido por um capacitor de placas planas; os átomos de oxigênio tendem a ficar mais próximos da placa carregada positivamente e os átomos de hidrogênio tendem a ficar mais próximos da placa carregada negativamente. No forno de microondas as moléculas se alinham com um campo elétrico oscilante de 2450 MHz.

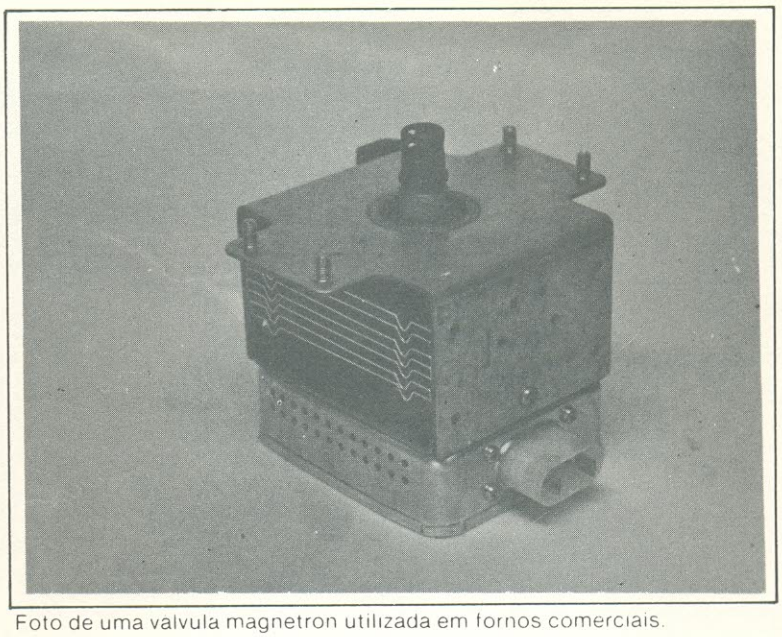


Foto de uma valvula magnetron utilizada em fornos comerciais.

A segunda característica, o fator de dissipação, relaciona a tendência à fricção das moléculas na presença de um campo que inverte a polaridade rapidamente. Algumas moléculas têm um tempo de resposta à excitação criada pela inversão do campo tão grande que nem chegam a ser afetadas pela radiação incidente (caso dos materiais transparentes).

As diferenças nos valores da constante dielétrica e do fator de dissipação entre um e outro material determinam se a substância será aquecida rapidamente ou não. No forno de microondas, o modo de funcionamento (FORTE ou FRACO) para cada alimento é definido por essas características físicas de cada substância.

Como a quantidade de água na maioria dos alimentos é bem grande (acima de 50%) e como a água tem uma grande constante dielétrica e um alto fator de dissipação, é lógico se esperar que os alimentos interajam intensamente com a radiação incidente. A fricção imposta às móleculas de água se propaga por toda a cadeia de compostos químicos que fazem parte do alimento cozinhando-o por inteiro.

Efeito de Penetração

Outra característica do processo de aquecimento por microondas é o efeito de penetração. Como a energia é aborvida pelo material, a intensidade do campo diminui da superfície para o interior do alimento. Dependendo do tipo da substância, seu tamanho, e da freqüência das microondas, pode haver uma diferença significativa nos níveis de temperatura para cada profundidade.

A profundidade na qual a potência cai pela metade é de aproximadamente 4,0 cm a 1000 MHz e 0,5 cm a 3000 MHz em água fria. A figura 8 esquematiza como se comporta a intensidade da energia ao longo de uma linha radial ➡

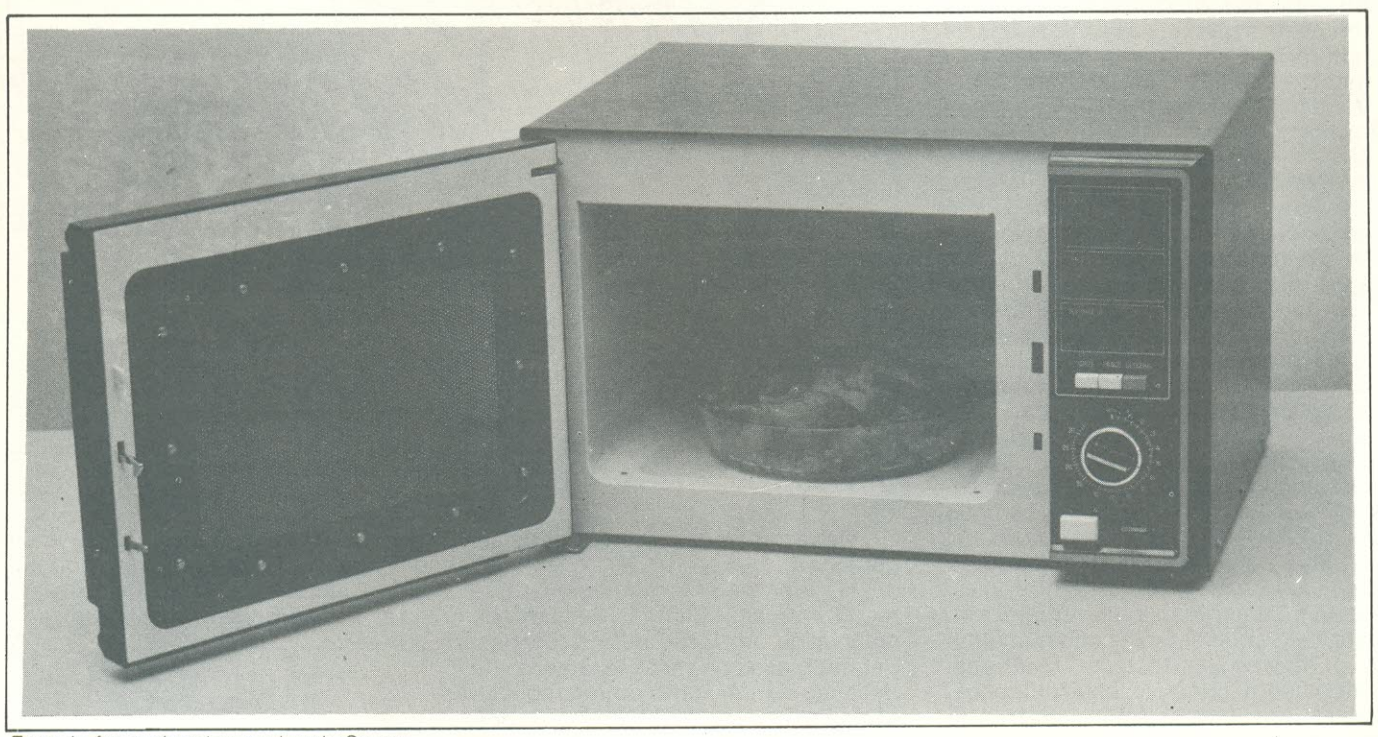
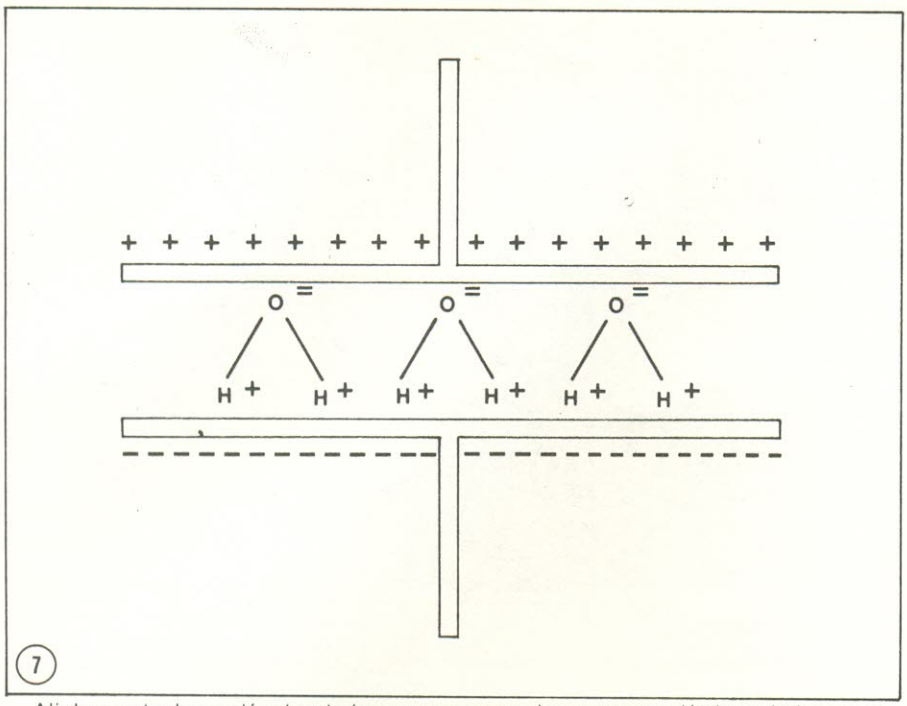


Foto do forno de microondas da Sanyo.



7

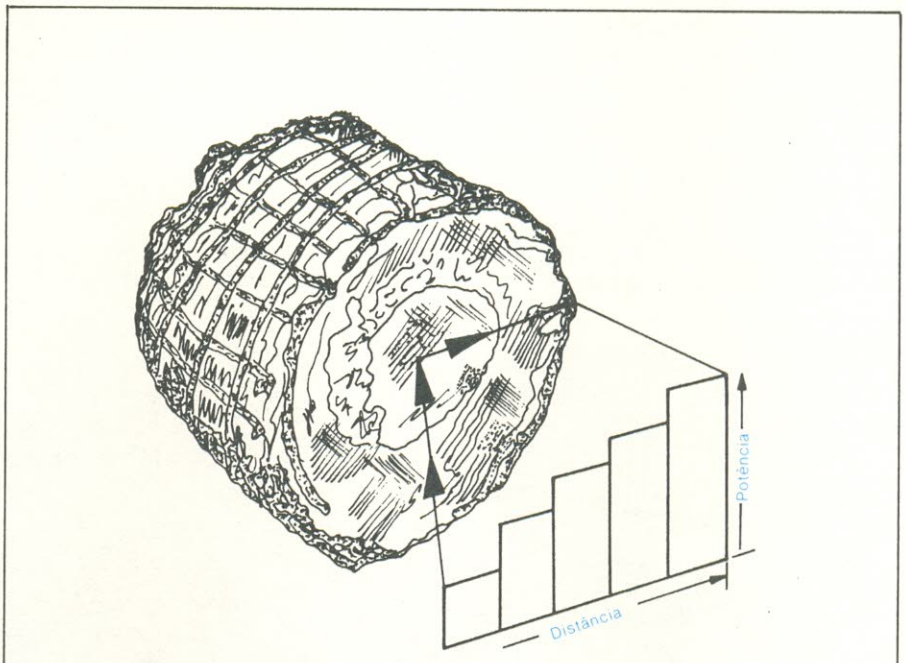
Alinhamento das moléculas de água na presença de um campo elétrico criado por um capacitor plano.

que sai do centro do alimento. Essa curva, no entanto, leva em conta apenas o fenômeno da transmissão das microondas pelo alimento, não considerando os fenômenos de condução e absorção que também ocorrem.

Uma comparação com os fornos comuns

Muitos alimentos cozidos num forno de microondas são totalmente diferentes no aspecto, nas características nutritivas e no sabor dos mesmo alimentos cozidos num forno ordinário. Vários estudos têm comentado sobre o maior teor de vitaminas que possuem os alimentos cozidos num forno de microondas. Uma razão para esse fato é a ausência de água no cozimento de vegetais e frutas. Como a maior parte dos nutrientes está dissolvida em água, os fornos convencionais eliminam tais nutrientes ao evaporarem a água do interior desses alimentos. Além disso, o tempo de cozimento num forno de microondas é bem menor, os problemas de evaporação diminuem e muitos nutrientes ainda são conservados. Os vegetais que são cozidos num forno de microondas mantêm sua coloração intacta, o que não ocorre via de regra nos fornos comuns.

Porém, como o aquecimento não se dá pelo ar (de fora para dentro), o aspecto de um frango, por exemplo, é diferente do que estamos acostumados a ver, sem aquele "tostado". Muitos estranharão a princípio esta diferença, mas tudo acaba sendo uma questão de hábito.



8

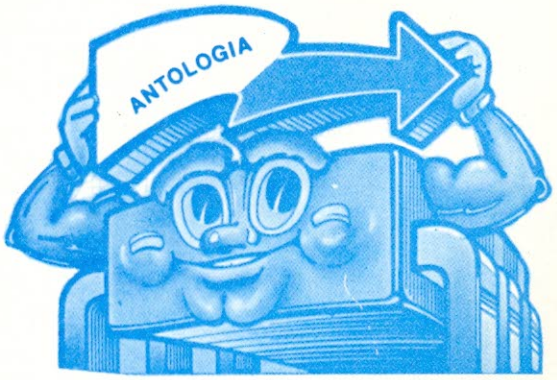
Efeito de penetração das microondas nos alimentos.

Os vazamentos e as normas de segurança

Há uma norma internacional que regula a radiação permissível que pode emanar de um forno de microondas. Segundo essa norma o vazamento de radiação de um forno de microondas não pode exceder 5 mW/cm^2 medidos a uma distância de 2 polegadas (5 cm) de qualquer ponto do forno. Tal norma, infelizmente, ainda não foi adotada no Brasil. Além disso, todo forno a ser lançado no mercado deve ser inspecionado rigorosamente visando principalmente aquilatar a qualidade do material usado na vedação do forno.

Dois tipos de perigo estão presentes nos fornos a microondas. Um deles relativo à alta tensão gerada para polarizar a válvula magnetron. É o mesmo perigo presente numa televisão a cores ao se lidar com o tubo de imagem. Por isso é bom prevenir: "só mexa na parte elétrica do forno com o conhecimento prévio do circuito e da distribuição de componentes". O segundo perigo é o mais sério, principalmente para o técnico que irá executar reparos nesse tipo de aparelhagem. Trata-se de expor o usuário à radiação de microondas. Num forno de qualidade, a possibilidade de uma dona de casa ser afetada por tal radiação é mínima, pois a qualquer tentativa de abertura da porta um sistema de chaves desconecta a rede do circuito oscilador e desliga o forno. Para um técnico que executa reparos, porém, há sempre a possibilidade de acionar a válvula com o forno totalmente aberto, o que fatalmente afetaria a saúde das pessoas que estiverem por perto.

Fotos e dados técnicos cedidos pela Pliacel - Pereira Lopes Ibesa Aparelhos e Componentes Eletrônicos S.A.



ANTOLOGIA DOS PRÈ-AMPLIFICADORES

A função de pré-amplificação é uma das tantas que já se condensou na forma de circuito integrado, o que muito contribuiu para a crescente compactação dos equipamentos de áudio. Hoje, os pré-amplificadores integrados já se tornaram comuns e arrebataram quase que totalmente o lugar dos componentes discretos na maioria das aplicações.

Os dispositivos LM381, LM382 e LM387, por exemplo, fazem parte da linha de pré-amplificadores para áudio da National Semicondutor. Todos eles são amplificadores duplos, porque se considera seu maior uso em aplicações de dois canais. Vamos tomar como ponto de partida para conhecê-los melhor, o LM381. Conhecido este em maior detalhe, passaremos pelo LM382 e LM387, que lhe são semelhantes.

O LM381

O LM381 é um pré-amplificador duplo especialmente projetado para preencher os requisitos de amplificação de sinais de nível baixo em aplicações de baixo ruído.

Cada um dos dois amplificadores que o compõem é completamente independente, com um desacoplador/regulador interno da fonte de alimentação, fornecendo 120 dB de rejeição da fonte e 60 dB de separação de canais. Outras características relevantes são o alto ganho (112 dB), a grande excursão da tensão de saída ($VCC - 2\ V)_{pp}$, e a larga banda de potência (75 kHz, 20 V_{pp}). O LM381 opera a partir de uma única fonte cuja faixa vai de 9 a 40 V. O amplificador é internamente compensado e protegido contra curto-circuito.

Muitas tentativas foram feitas de preencher esta função (pré-amplificação) com amplificadores operacionais selecionados. Porém, devido às muitas exigências especiais dessa aplicação, estas recaracterizações não se mostraram realmente adequadas.

Com o baixo nível de saída das cabeças de fitas magnéticas e fonocaptores, o ruído do amplificador torna-se crítico na tentativa de obter uma relação sinal/ruído aceitável. Essa a maior deficiência do amplificador operacional nessa aplicação. Outras inadequações são a insuficiente rejeição da fonte de alimentação, a limitada largura de banda de potência, e o número excessivo de componentes externos.

Descrição do circuito

Para alcançar uma **performance** com baixo ruído, considerações especiais devem ser feitas no projeto do estágio de entrada. Primeiro, a entrada deverá ser capaz de operar num início terminal, uma vez que ambos os transistores (vide figura 1) contribuem com ruído num estágio diferencial, degenerando seu ruído de entrada por um fator de $\sqrt{2}$. Em segundo lugar, tanto a carga como os elementos de polarização devem ser resistivos, uma vez que os componentes ativos poderiam contribuir com tanto ruído quanto o dispositivo de entrada.

O estágio básico de entrada da figura 1 pode operar como amplificador de entrada simples ou diferencial. Para um desempenho de ruído otimizado Q2 é cortado e a realimentação é enviada ao emissor de Q1.

Nas aplicações onde o ruído é menos crítico, Q1 e Q2 podem ser usados na configuração diferencial. Isto apresenta a vantagem de aumentar a impedância no ponto de soma da realimentação, permitindo o uso de resistores maiores e capacitores menores nas malhas de controle do tom e equalização.

O ganho de tensão do estágio com entrada simples é dado por:

$$(CA)\ A_V = \frac{R_L}{re} = \frac{200\ k}{1{,}25k} = 160$$

onde: $re = \frac{kT}{qI_E} \approx 1{,}25 \times 103 \times a\ 25°C$,

$I_E \approx 20\ \mu A$

O ganho de tensão do estágio com entrada diferencial é:

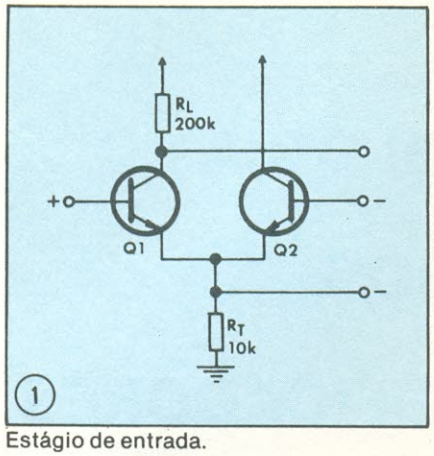
$$A_V = \frac{1}{2}\frac{R_L}{re} = \frac{1}{2}\ \frac{R_L \cdot qI_E}{kT} \approx 80$$

O diagrama esquemático do LM381, na figura 2, está dividido em grupos separados pela função: primeiro e segundo estágios de ganho de tensão, terceiro estágio de ganho de corrente, e o regulador de polarização.

O segundo estágio é um amplificador emissor-comum (Q5) com uma carga fonte de corrente (Q6). O Darlington seguidor de emissor, Q3-Q4, fornece comutação de nível e ganho de corrente ao estágio emissor-comum (Q5) e ao escoadouro de corrente da saída (Q7). O ganho de tensão do segundo estágio é aproximadamente 2000, fazendo o ganho total do amplificador tipicamente 160000 na configuração de entrada diferencial.

O pré-amplificador é internamente compensado pelo capacitor polarizado C1. Isso o equilibra para um ganho unitário em 15 MHz. A compensação é adequada para manter a estabilidade até um ganho de 10 em malha fechada. O equilíbrio para o ganho unitário pode ser conseguido com o acréscimo de um capacitor externo em paralelo com C1, entre os pinos 5 e 6, 10 e 11.

O estágio de saída é um seguidor ➡



Estágio de entrada.

mA.

A referência de polarização é um diodo zener (Z2) comandado por uma fonte de corrente (Q11). O desacoplamento da fonte é a relação de impedância da fonte de corrente para a impedância zener. Para obter a elevada impedância da fonte de corrente necessária à rejeição de 120 dB da alimentação, é utilizada uma configuração em cascata (Q11 e Q12). A tensão referência é usada para alimentar os primeiros estágios do amplificador através dos seguidores de emissor Q14 e Q15. O resistor R1 e o zener Z1 proporcionam o mecanismo de partida para o regulador. Após a partida, aparece zero volts

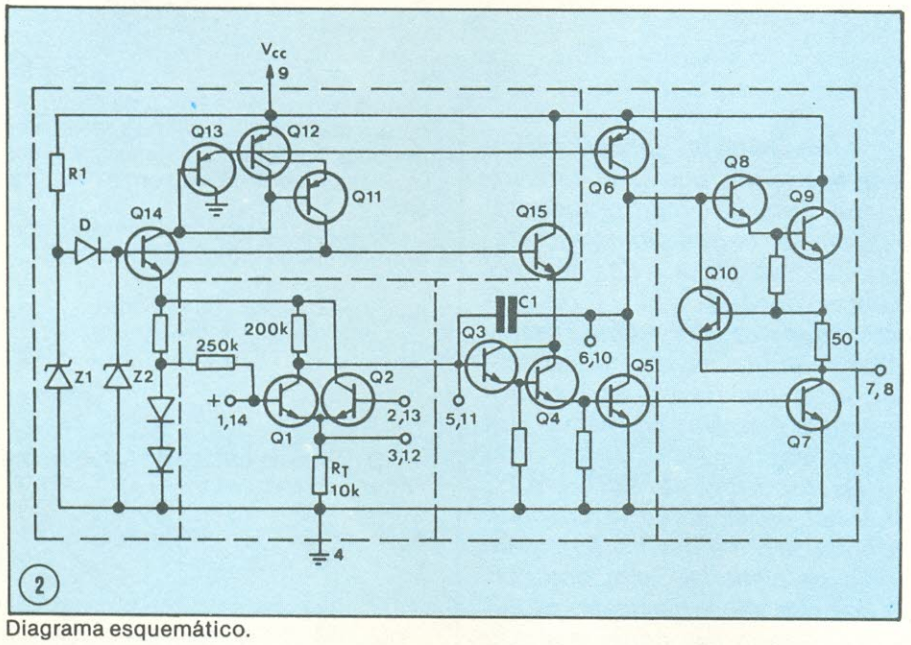
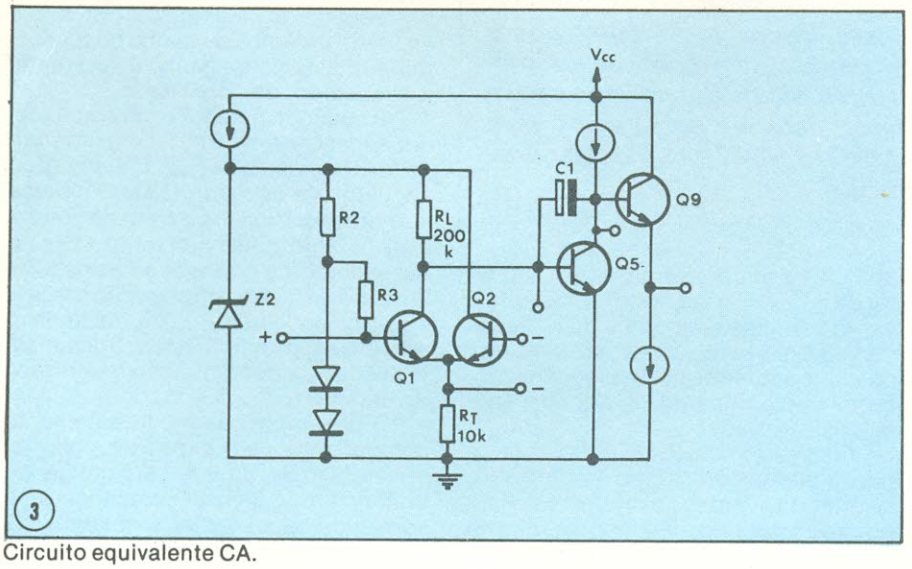


Diagrama esquemático.



Circuito equivalente CA.

de emissor Darlington (Q8, Q9) com um escoadouro ativo de corrente (Q7). O transistor Q10 fornece proteção contra curto-circuito, limitando a saída a 12 sobre D1, tirando-o da condução.

Polarização

A figura 3 mostra o circuito equivalente CA do LM381. A entrada não-inversora, Q1, é referida a uma fonte de tensão dois V_{BE} acima da terra. O ponto de corrente quiescente é estabelecido pela realimentação negativa CC através do divisor externo R4/R5 (figura 4).

Para estabilidade da polarização, a corrente em R5 é feita dez vezes a corrente de entrada de Q2(≈0,5 µA). Então, para a entrada diferencial, os resistores R5 e R4 são:

$$R5 = \frac{2V_{BE}}{10.I_{Q2}} = \frac{1,3}{5 \times 10^{-6}} = 260\ k\Omega$$

máximo.

$$R4 = \left(\frac{V_{CC}}{2,6} - 1\right) R5$$

Quando usando entrada de um único terminal, Q2 é cortado e a realimentação CC é enviada pelo emissor de Q1 (figura 5). A impedância do ponto de soma de realimentação é agora duas ordens de grandes menor que a da base de Q2 (≈10 kΩ). Portanto, para manter a estabilidade da polarização, a impedância da malha de realimentação deve ser diminuída. Com valores razoáveis de resistência, a impedância da fonte de tensão realimentada pode ser 1/5 da impedância do ponto de soma.

A corrente de realimentação é menor que 100 µA no pior caso. Portanto, para entrada em um único terminal, os resistores R4 e R5 são:

$$R5 = \frac{V_{BE}}{5I_{FB}} = \frac{0,65}{5 \times 10^{-4}} = 1300\ \Omega \text{ máximo}$$

$$R4 = \left(\frac{V_{CC} - 1}{1,3}\right) R5$$

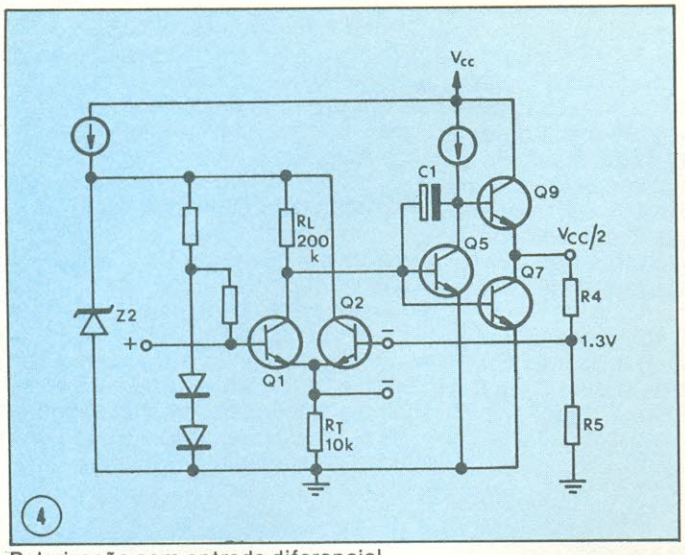
Os circuitos das figuras 4 e 5 possuem ganhos CA e CC iguais à relação R4/R5. Para abrir o ganho CA, o capacitor C2 é usado em paralelo com R5 (figura 6). O ganho CA agora aproxima-se da malha aberta. A extremidade de baixa frequência 3 dB, f_O, é dada por:

$$f_O = \frac{A_O}{2\pi\ C2.R4}$$

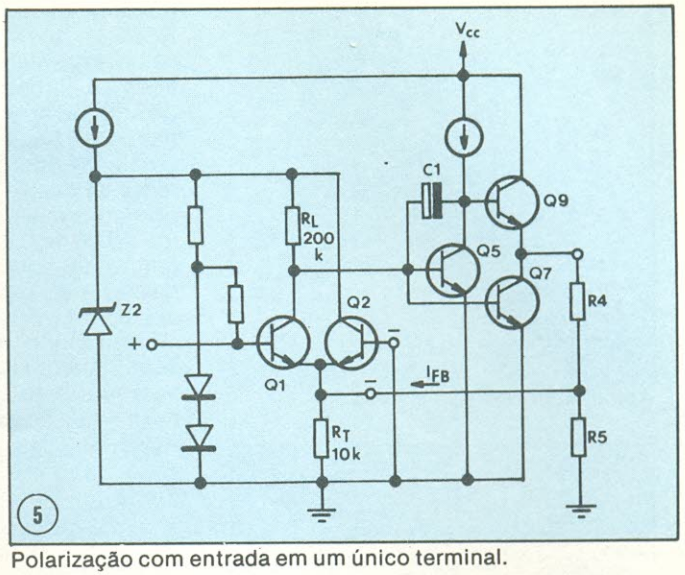
onde: A_O = ganho em malha aberta

Operação com fonte dividida

Embora projetado para operação com uma única fonte, o LM381 pode funcionar bem a partir de fontes divididas (há problemas apenas quando são utilizadas fontes negativas não-reguladas, uma vez que as entradas são polarizadas para o lado negativo sem técnicas de rejeição da fonte e então poderá ser introduzido ruído). Tudo o que é necesário é aplicar a alimentação negativa (V_{EE}) ao pino de terra e ligar o resistor de polarização R5 a V_{EE}, ao invés da terra. As equações para o valor de R5 ainda se mantém, enquanto



Polarização com entrada diferencial.



Polarização com entrada em um único terminal.

a única mudança nas equações para cálculo de R4 é reconhecer que V_{CC} representa o potencial total sobre o LM381 e é igual à soma absoluta das fontes usadas, isto é, $V_{CC} = 30$ V para fontes de ±15 V. A figura 7 mostra uma típica aplicação de fonte dupla; ambas as polarizações, com entrada diferencial e entrada simples são apresentadas (Note que embora a tensão CC de saída deva ser aproximadamente zero volts, o potencial positivo CC de entrada é perto de 1,3 V maior que a alimentação negativa, exigindo acoplamento capacitivo na entrada).

Amplificador CA não-inversor

Talvez a mais comum aplicação do LM381 seja o amplificador CA não-inversor de ganho plano que opera com uma única fonte de alimentação. Tal configuração é vista na figura 8. Os resistores R4 e R5 fornecem a polarização necessária e estabelecem o ganho CC, A_{VCC}, pela equação:

$$A_{VCC} = 1 + \frac{R4}{R5}$$

O ganho CA é determinado pelo resistor R6 com uma f equência de corte inferiort f_O fixada pelo capacitor C2.

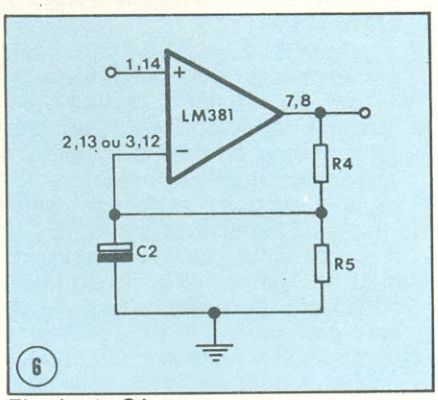
$$A_{VCA} = 1 + \frac{R4}{R6}$$

$$C2 = \frac{1}{2\,\pi\,f_O R6}$$

A largura de banda do LM381 é nominalmente 20 MHz, tornando o pré-amplificador adequado para aplicações de banda larga em instrumentação. Entretanto, em aplicações de banda estreita, é desejável limitar a largura de banda do amplificador e assim eliminar o ruído em alta frequência. O capacitor C3 efetua isto quando colocado em paralelo com o capacitor polarizado interno (C1), limitando a largura de banda do amplificador. Assim, o extremo de alta frequência a — 3 dB é determinado por C3 de acordo com a equação:

$$C3 = \frac{1}{2\,\pi\,f_3 re A_{VCA}} - 4 \times 10^{-12}$$

onde: f_3 = extremo de alta frequência a − 3 dB
re = resistência de emissor do primeiro estágio
A_{VCA} = ganho no meio de banda em V/V

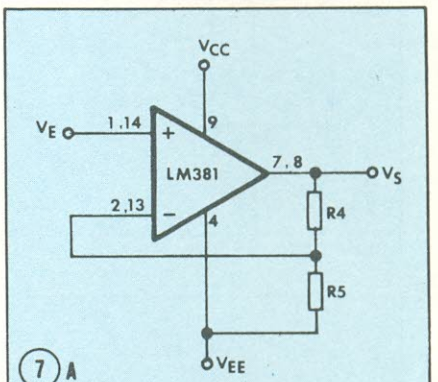


Elo aberto CA.

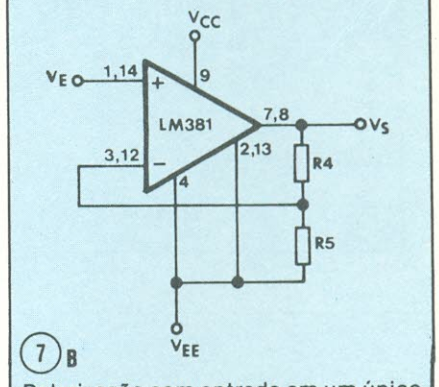
O capacitor C_O age como um capacitor de acoplamento CA na entrada, para bloquear potencias CC em qualquer das direções e pode ser igual a 0,1 µF (ou maior). O capacitor de acoplamento da saída C_C é determinado pela resistência de carga e pela frequência de corte inferior f_O, através da fórmula:

$$C_C = \frac{1}{2\,\pi\,f_O R_L}$$

Uma vez que o LM381 é um amplificador de alto ganho, um acoplamento adequado da fonte de alimentação é requerido. Para a maioria das aplicações um capacitor de cerâmica de 0,1 µF (C_S) interno ao integrado é suficiente. Quando usado na configuração não-inversora, a tensão máxima de entrada permitida é de 300 mV_{RMS} (850 mV_{pp}),



Polarização com entrada diferencial.



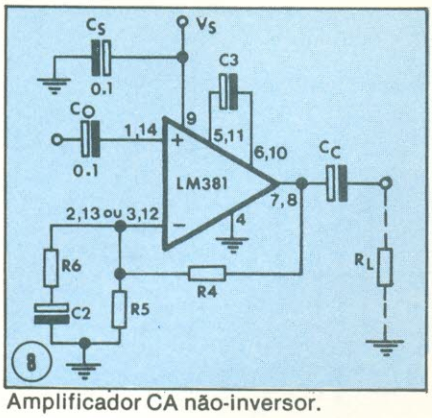
Polarização com entrada em um único terminal.

Operação com fonte dividida.

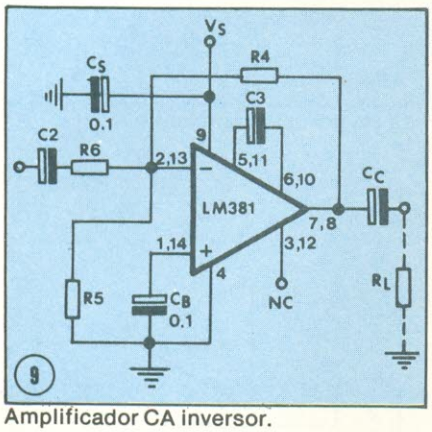
para manter uma operação linear e evitar distorção excessiva. Tal não será o caso quando o utilizarmos na configuração inversora.

Amplificador CA inversor

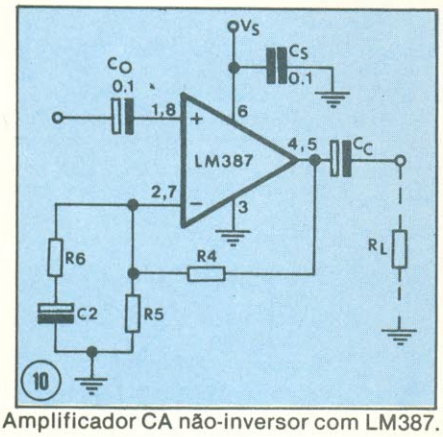
A configuração inversora é muito útil, uma vez que sustenta as melhores características de baixo ruído sem limitar a tensão de saída e apresenta a vantagem adicional de ter um ganho inerentemente estável. Isso é conse-



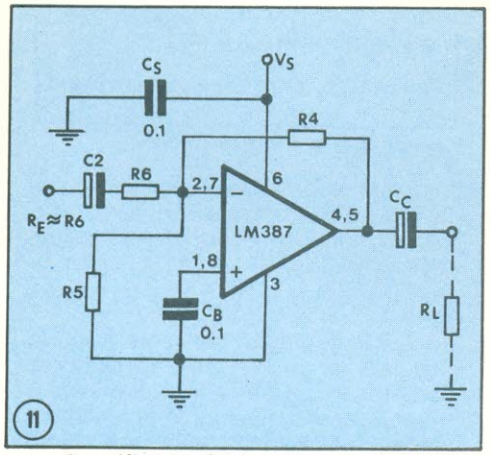
Amplificador CA não-inversor.



Amplificador CA inversor.



Amplificador CA não-inversor com LM387.



Amplificador CA inversor com o LM387.

guido pela ação do divisor de tensão de R6 e R5 sobre a tensão de entrada. Para valores normais de R4 e R5 (com tensões de alimentação típicas) o ganho do amplificador por si próprio, isto é, o ganho de tensão relativo aos pinos 2 ou 13 referido à entrada, é sempre ao redor de dez — o qual é estável. A importância real é que, embora o acréscimo de C3 deva garantir estabilidade de ganho a unidade (e altas frequências de corte), ele o faz às custas do *slew rate*.

Utilizando o circuito da figura 9 sem C3, a qualquer ganho o *slew rate* será retido ao máximo de 4,7 V/μs. A nova equação de ganho será:

$$A_{VCC} = -\frac{R4}{R5}$$

$$A_{VCA} = -\frac{R4}{R6}$$

O capacitor C2 e mais C_C e C_S, serão encontrados ainda pelas mesmas equações indicadas no caso anterior. O capacitor C_B é acrescentado para fornecer desacoplamento CA à entrada positiva e pode ser igual a 0,1 μF. Observe que os pinos 3 e 12 não são usados, uma vez que a configuração inversora não é normalmente empregada com técnicas de polarização de entrada em terminal único.

LM 387 — DUPLO PRÉ-AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO EM MINIDIP

O LM387 é um pré-amplificador duplo encontrado no encapsulamento *minidip* de oito pinos. O circuito interno é idêntico ao do LM381 e apresenta *performance* comparável. Com a exclusão dos pinos de compensação externa e de polarização com entrada simples, foi possível encapsular este duplo amplificador na embalagem minidip de 8 pinos, tornando-o muito menos exigente em termos de espaço numa placa impressa. Como o LM381, este pré é 100% testado e garantido com relação a ruídos. O ruído total equivalente de entrada é 0,65 μV_{RMS} (R_S = 600 Ω, 100 Hz a 10 kHz) e a rejeição da fonte é tipicamente 110 dB (f = 1 kHz). Todos os demais parâmetros são idênticos aos do 381. A polarização, compensação e operação com fonte dividida se fazem do mesmo modo já explicado.

Amplificador CA não-inversor

Para aplicações com sinais de nível baixo, que requerem ótima *performance* quanto a ruídos, a configuração não-inversora permanece a mais popular. O LM387 usado como amplificador CA não-inversor configura-se similarmente ao LM381 e apresenta as mesmas equações de projeto. A figura 10 mostra o circuito, e as equações repetidas para maior conveniência estão a seguir:

$$R4 = \left(\frac{V_S - 1}{2{,}6}\right) R5$$

R5 = 240 kΩ máximo

$$A_{VCA} = 1 - \frac{R4}{R6}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi f_O R6}$$

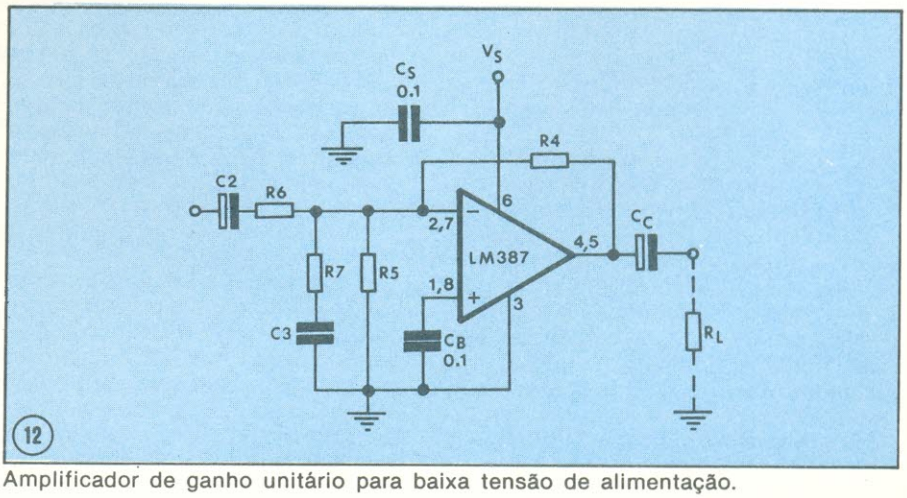
$$C_C = \frac{1}{2\pi f_O R_L}$$

f_O = extremo de baixa frequência a - 3 dB

Amplificador inversor

Para sinais de nível elevado (maiores que 300mV), a configuração inversora pode ser usada para superar o limite de sobrecarga positiva da entrada. Ganhos de tensões menores do que 20 dB são possíveis com a configuração inversora desde que o resistor R5 de polarização CC atue para dividir o sinal de entrada, como vimos para o LM381. O circuito é mostrado na figura 11 e as equações de projeto, as mesmas do dispositivo anterior, são reprisadas a seguir:

$$R4 = \left(\frac{V_S - 1}{2{,}6}\right) R5$$



Amplificador de ganho unitário para baixa tensão de alimentação.

$R5 = 240\ k\Omega$ máximo

$$A_{VCA} = -\frac{R4}{R6}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi f_o R6}$$

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_o R_L}$$

f_o = extremo de baixa frequência a - 3 dB

Amplificador inversor de ganho unitário

A exigência para estabilidade em ganho unitário é que o ganho do amplificador do pino 2 (ou 7) ao pino 4 (ou 5) seja menor que dez em todas as frequências. O ganho é a relação do resistor de realimentação R4 dividido pela impedância total da rede vista pela entrada inversora com relação à terra. Presume-se que a impedância da fonte é pequena e pode ser desprezada. Na figura 11 a impedância da malha vista da entrada inversora é R5 em paralelo com R6, nas altas frequências. Nas baixas frequências onde o ganho do elo é grande, a impedância da entrada inversora é muito pequena e R5 efetivamente não está presente; nas frequências maiores o ganho do elo diminui, fazendo com que a impedância inversora se eleve até o limite colocado por R5. Nessas frequências R5 age como um divisor de tensão para a entrada, garantindo ganho do amplificado em 10, quando propriamente selecionado. Se a razão de R4 dividido por R5//R6 é menor que 10, então a estabilidade está assegurada. Uma vez que R4 é tipicamente dez vezes menor que R5 (para grandes tensões de alimentação) e R6 é igual a R4 (para ganho unitário), então o circuito é estável sem o acréscimo de componentes externos. Para aplicações em tensões baixas onde a relação entre R4 e R5 é menor que 10, torna-se necessário colocar em paralelo com R5 uma malha RC de modo que a relação nas altas frequências satisfaça as exisgências de ganho. A figura 12 apresenta tal arranjo com as retenções em R7 sendo dadas pelas equações:

$$A_V \text{ (pino 2 a 4)} = -\frac{R4}{R5//R6//R7} \geqslant 10$$

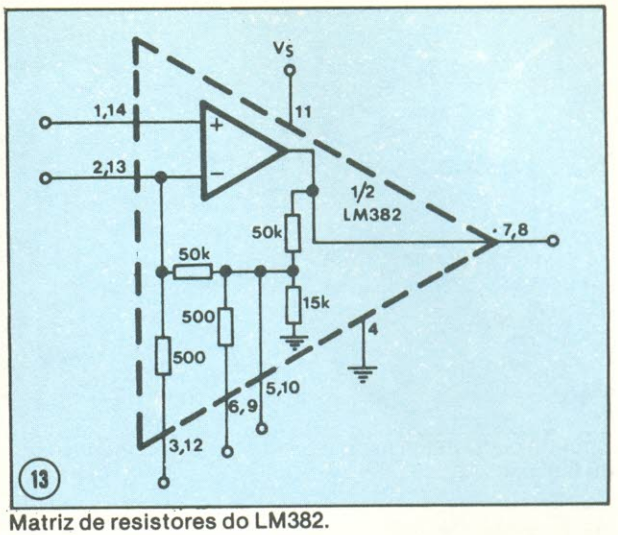
$$RY = R5//R6$$

$$R7 \leqslant \frac{RYR4}{10RY - R4}$$

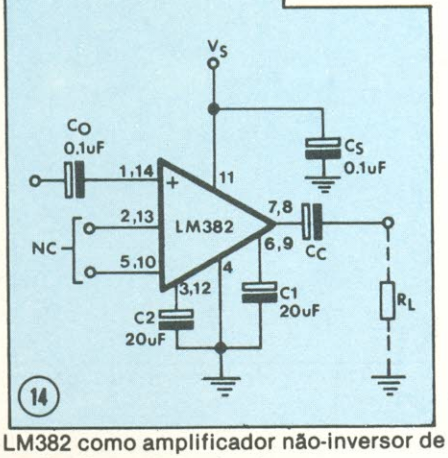
LM382 — DUPLO PRÉ-AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO COM MATRIZ DE RESISTORES

O LM382 é um pré-amplificador duplo padronizado em sequência ao LM381, mas com a adição de uma matriz interna de resistores. A matriz de resistores permite ao usuário selecionar várias opções de ganho em elo fechado e características de resposta em frequência tais como banda plana, e equalização NAB (fita) ou RIAA (disco). O LM382 possui todas as feições do LM381, com duas exceções: não há opção de polarização para entrada simples e não existem pinos externos para compensão capacitiva adicional. Os resistores internos proporcionam a polarização da entrada negativa automaticamente; assim não são necessários resistores externos e o LM382 ocasiona o uso do menor número possível de componentes dentre os projetos comuns. Originalmente desenvolvido para o mercado de toca-fitas de automóveis com uma tensão nominal da fonte de + 12 V, sua saída se auto mantém próxima de 6 V (independentemente da tensão aplicada). Um diagrama do LM382 mostrando a matriz de resistores aparece na figura 13.

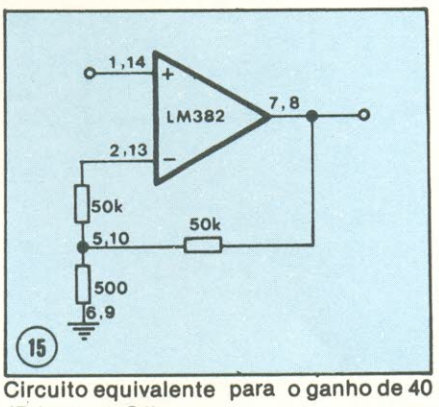
Ganho	capacitores requeridos
48 dB	apenas C1
55 dB	apenas C2
80 dB	C1 e C2



Matriz de resistores do LM382.



LM382 como amplificador não-inversor de ganho fixo e resposta plana.



Circuito equivalente para o ganho de 40 dB (apenas C1).

Amplificador CA não-inversor

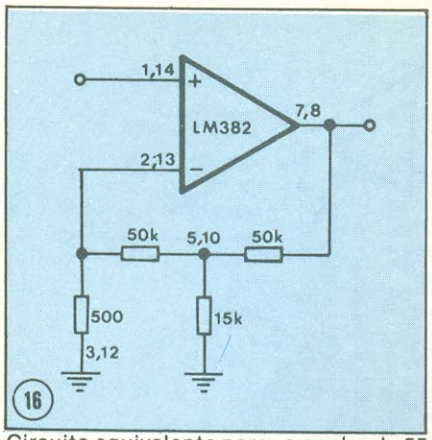
A configuração de ganho fixo e resposta plana do LM382 (figura 14) mostra que com dois ou três capacitores se cria um pré-amplificador completo de alto ganho e baixo ruído.

Para compreender como os ganhos da figura 14 são calculados é necessário redesenhar cada caso com os capacitores curto-circuitados e incluindo apenas a porção relevante da malha resistiva da figura 13. A configuração de 40 dB redesenhada (apenas C1), aparece na figura 15.

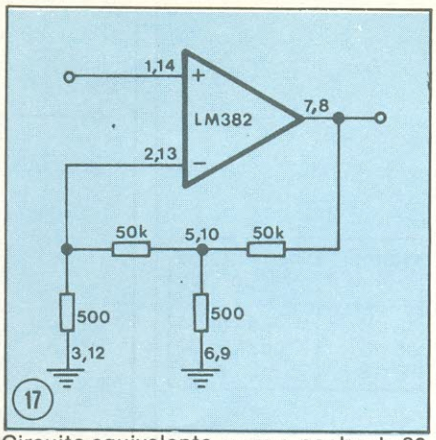
Uma vez que as correntes de polarização são pequenas e podem ser ignoradas no cálculo do ganho, o resistor de entrada de 50 k não afeta o ganho. Portanto, este é dado por:

$$A_{V1} = 1 + \frac{50k}{500} = 101 \simeq 40\ dB$$

Com apenas C2, o circuito equivalente redesenhado assemelha-se ao da figura 16. Uma vez que a malha de realimentação está conectada em estrela ou Y, é fácil realizar a transformação estrela-triângulo para encontrar um resistor de realimentação efetivo, de modo que o ganho possa ser calculado. Uma transformação completa produzirá três resistores, dois dos quais poderão ser ignorados. Estes, são aqueles que ligam os terminais de cada resistor de 50 k Ω à terra; um age como carga sobre o amplificador e não entra nos cálculos do ganha, e o outro em paralelo com 500 ohms é grande o bastante para não ter efeito. O resistor transformado remanescente conecta-se diretamente da saída para a entrada e é o resistor equivalente de realimentação,



Circuito equivalente para o ganho de 55 dB (apenas C2).



Circuito equivalente para o ganho de 80 dB (C1 e C2).

R_f. Seu valor é obtido a partir de: R_f (equivalente) $= 50k + 50k + \frac{(50k)^2}{15k} =$ $= 267k$

O ganho é agora simplesmente:

$A_{V2} = 1 + \frac{267k}{500} = 535 \simeq 55$ dB

Adicionando-se C1 e C2 o circuito equivalente será o da figura 16. Tratando este circuito de modo semelhante ao anterior, da figura 15, um resistor equivalente de realimentação será calculado:

R_f (equivalente) $= 50k + 50k + \frac{(50k)^2}{500} = 5{,}1\ M\Omega$

Portanto o ganho será:

$A_{V12} = 1 + \frac{5{,}1\ M}{500} = 10201 \simeq 80$ dB

Ganho ajustável para o caso não-inversor

Como pudemos observar nos parágrafos anteriores, há muitos modos de combinação para configurar a matriz de resistores. Acrescentando-se um resistor em série com os capacitores é possível variar o ganho. Deve-se tomar cuidado ao tentar ganhos baixos (menores que 20 dB), pois o LM382 não é estável no ganho unitário e não deverá ser operado com ganhos abaixo de 20dB. Um circuito geral mostrando o ganho ajustável, e que requer um único capacitor, aparece na figura 16.

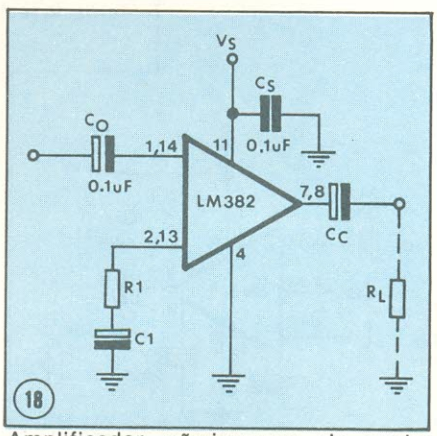
Recordando a figura 13 vê-se que a combinação R1C1 é usada ao invés do resistor interno de 500Ω e que os pinos restantes não são conectados. A resistência equivalente da malha em estrela de 50k-50k-50k foi previamente calculada em 267 k Ω , de modo que o ganho agora será dado pela equação:

$$\text{Ganho} = 1 + \frac{267k}{R1}$$

E C1 será obtido a partir de:

$$C1 = \frac{1}{2\pi f_O R1}$$

onde: f_O = extremo de frequência inferior a - 3 dB



Amplificador não-inversor de ganho ajustável.

Uma vez que a entrada positiva é polarizada internamente a um potencial de + 1,3 V, é necessário que o potencial CC na entrada negativa seja igual a + 1,3 V também. Devido à pequena corrente de polarização (0,5 μA), a queda de tensão sobre o resistor de 50 k poderá ser ignorada, o que significará um potencial de + 1,3 sobre RQ. A corrente desenvolvida por este potencial em RQ será drenada do estágio de saída, através do resistor de 50 k e através de RQ, para a terra. A queda de tensão subsequente sobre o resistor de 50 k será acrescida de + 1,3 V e determinará o nível CC de saída. Atestando matematicamente:

$$\frac{V_S}{2} = \left(\frac{50k}{RX}\right) 1{,}3\ V + 1{,}3\ V$$

onde: RX = RQ//15k

A partir desta equação a relação entre RX e RQ pode ser expressa:

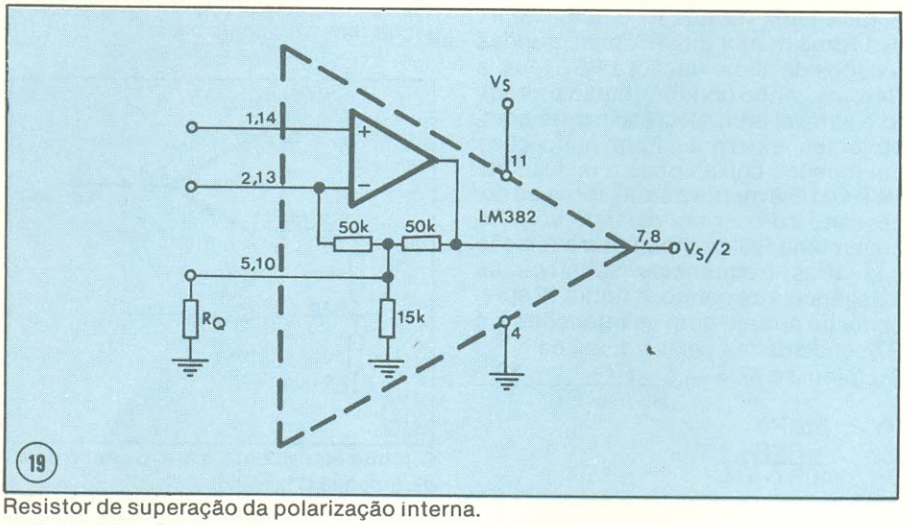
$$RX = 50k\ \frac{V_S}{2{,}6} - 1$$

$$RQ = \frac{RX(15\ k)}{15k - RX}$$

Amplificador inversor CA

O estudo da matriz de resistores (figura 13) revelará que um amplificador CA inversor poderá ser criado com apenas um resistor. Veja a figura 18.

O ganho será encontrado pelo cálculo da resistência de realimentação equivalente, como antes, através da equação:



Resistor de superação da polarização interna.

Superação da polarização interna

Como já mencionamos, o ponto de saída quiescente é mantido em 6 V independentemente da tensão aplicada ao dispositivo. O resposnável por isso é um resistor interno de polarização, mas esta situação poderá ser alterada com a ligação de um resistor ao pino 5 (ou 10), que se colocará em paralelo com o interno de 15 k Ω e modificará seu efeito. Observe a figura 17.

$$\text{Ganho} = \frac{267k}{R1} \quad (\geq \text{a 20 dB para estabilidade})$$

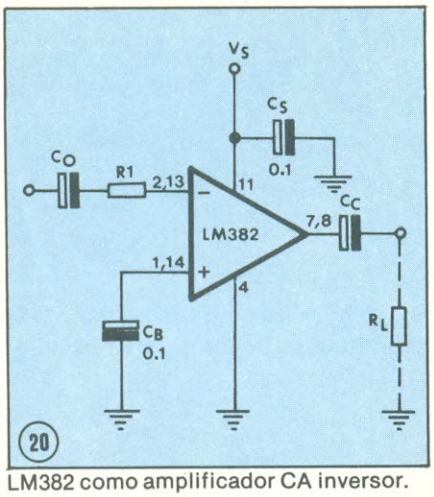
$$C_O = \frac{1}{2\pi f_O R1}$$

f_O = extremo inferior de frequência a −3 dB

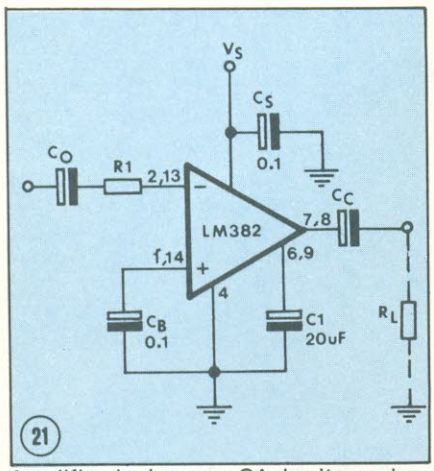
impedância de entrada = R1

Pinos 3,5,6, 9, 10 e 12 não usados.

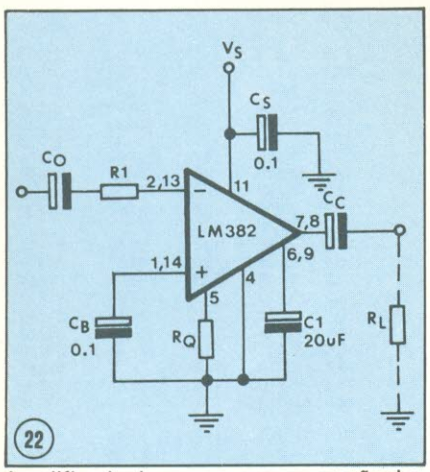
Ganhos mais elevados serão possíveis (embora mantendo uma alta impedância de entrada = R1)



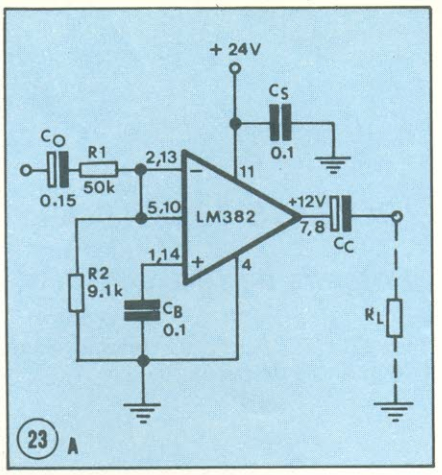
LM382 como amplificador CA inversor.



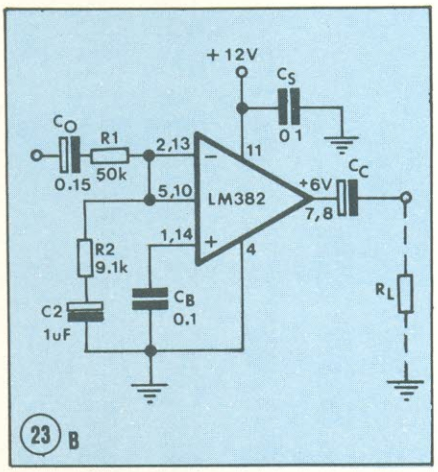
Amplificador inversor CA de alto ganho.



Amplificador inversor com superação da polarização interna.



Amplificador inversor de ganho unitário.
(a) tensão da fonte = 24 volts.
(b) tensão da fonte = 12 volts.



adicionando-se o capacitor C1, como na figura 19, e com a equação:

$$\text{Ganho} = \frac{5{,}1 \times 10^6}{R1}$$

$$C_O = \frac{1}{2\pi f_O R1}$$

Pinos 3, 5, 10 e 12 não usados.

A técnica de superação da polarização interna que vimos para o caso não-inversor, também pode ser aplicada neste. O valor requerido de RQ é calculado a partir das mesmas fórmulas e deve alterar as relações de ganho. Portanto, as novas equações de ganho serão:

$$\text{sem C1: Ganho} = \left(\frac{-1}{R1}\right)\left(10^5 + \frac{2{,}5 \times 10^9}{RQ//15k}\right)$$

$$\text{com C1: Ganho} = \left(\frac{-1}{R1}\right)\left(10^5 + \frac{2{,}5 \times 10^9}{RQ//500}\right)$$

O circuito, agora, será o da figura 20.

Amplificador inversor de ganho unitário

Voltando à figura 13, se vê que ligando-se o pino 2 (ou 13) ao 5 (ou 10) a malha de realimentação reduz-se a um único resistor de 50 k Ω conectado da saída à entrada inversora, mais o resistor de polarização de 15 k Ω da entrada inversora à terra. Para criar um ganho unitário, então, um resistor igual a 50 k Ω será ligado à entrada menos. Bastante simples, porém, o amplificador não é estável. Uma vez que o resistor de 15 k age como um divisor de tensão para a entrada, o ganho do amplificador (pino 7 a pino 2) é apenas 50 k dividido por 15 k, ou 3,33 V/V. O ganho mínimo exigido para estabilidade é 10 V/V, e assim torna-se necessário colocar em paralelo com o resistor de 15 k um outro de modo que a combinação resultante seja 5 k Ω Isso pode ser feito em CA ou CC, dependendo da polarização. Se feita em CC (ligada do pino 2 ou 13 diretamente à terra), então se usará RQ (do modo já visto antes), o que afetará o nível de saída CC. Colocando-se um capacitor em série com este resistor, ele fará efeito somente para tensões CA e não mudará o nível da saída. O resistor requerido é igual a 9,1 k Ω , o que está próximo o bastante do RQ exigido para V_S = 24 V. Dois exemplos de amplificadores com ganho unitário aparecem na figura 21 e deverão satisfazer a maioria das aplicações.

Observação

As aplicações mencionadas não significam as únicas que se pode obter com o LM382, mas ajudarão ao usuário a se familiarizar com suas muitas possibilidades. Uma vez entendida, a matriz interna de resistores permitirá muitas configurações úteis, apenas algumas das quais foram referidas neste artigo. O mesmo se pode dizer com relação aos outros dispositivos, LM381 e LM387, de inumeráveis alternativas práticas.

A cada mês novos produtos são lançados no mercado eletrônico, equipamentos são inventados e aperfeiçoados, a NASA inicia mais uma missão, novas idéias e conceitos surgem em áudio, previsões são feitas sobre o avanço da eletrônica em todas as áreas do conhecimento humano. Você vai perder tudo isso?
Lendo Nova Eletrônica, você se mantém informado.

a tabela do MESS

Decibéis tabelados

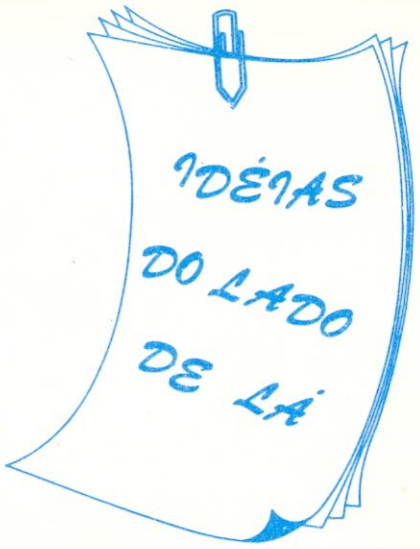
Primeira parte: 0 a 20 dB

Na tabela estão relacionados os decibéis de 0 a 20, décimo por décimo, correspondentes às razões entre tensões (ou correntes) e entre potências, sob a forma de ganho e de perda.

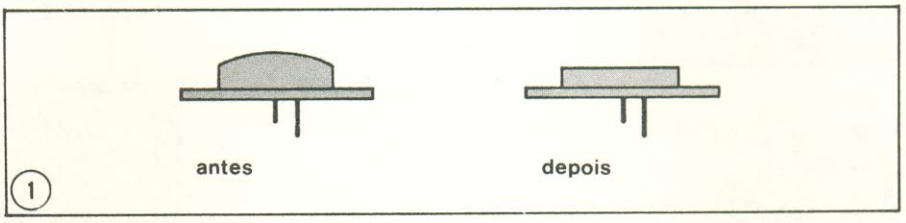
	Tensão ou cor.		Potência	
dB	G	P	G	P
0	1,000	1,0000	1,000	1,0000
,1	1,012	,9886	1,023	,9772
,2	1,023	,9772	1,047	,9550
,3	1,035	,9661	1,072	,9333
,4	1,047	,9550	1,096	,9120
,5	1,059	,9441	1,122	,8913
,6	1,072	,9333	1,148	,8710
,7	1,084	,9226	1,175	,8511
,8	1,096	,9120	1,202	,8318
,9	1,109	,9016	1,230	,8128
1,0	1,122	,8913	1,259	,7943
1,1	1,135	,8810	1,288	,7762
1,2	1,148	,8710	1,318	,7586
1,3	1,161	,8610	1,349	,7413
1,4	1,175	,8511	1,380	,7244
1,5	1,189	,8414	1,413	,7079
1,6	1,202	,8318	1,445	,6918
1,7	1,216	,8222	1,479	,6761
1,8	1,230	,8128	1,514	,6607
1,9	1,245	,8035	1,549	,6457
2,0	1,259	,7943	1,585	,6310
2,1	1,274	,7852	1,622	,6166
2,2	1,288	,7762	1,660	,6026
2,3	1,303	,7674	1,698	,5888
2,4	1,318	,7586	1,738	,5754
2,5	1,334	,7499	1,778	,5623
2,6	1,349	,7413	1,820	,5495
2,7	1,365	,7328	1,862	,5370
2,8	1,380	,7244	1,905	,5248
2,9	1,396	,7161	1,950	,5129
3,0	1,413	,7079	1,995	,5012
3,1	1,429	,6998	2,042	,4898
3,2	1,445	,6918	2,089	,4786
3,3	1,462	,6839	2,138	,4677
3,4	1,479	,6761	2,188	,4571
3,5	1,496	,6683	2,239	,4467
3,6	1,514	,6607	2,291	,4365
3,7	1,531	,6531	2,344	,4266
3,8	1,549	,6457	2,399	,4169
3,9	1,567	,6383	2,455	,4074
4,0	1,585	,6310	2,512	,3981
4,1	1,603	,6237	2,570	,3890
4,2	1,622	,6166	2,630	,3802
4,3	1,641	,6095	2,692	,3715
4,4	1,660	,6026	2,754	,3631
4,5	1,679	,5957	2,818	,3548
4,6	1,698	,5888	2,884	,3467
4,7	1,718	,5821	2,951	,3388
4,8	1,738	,5754	3,020	,3311
4,9	1,758	,5689	3,090	,3236
5,0	1,778	,5623	3,162	,3162
5,1	1,799	,5559	3,236	,3090
5,2	1,820	,5495	3,311	,3020
5,3	1,841	,5433	3,388	,2951
5,4	1,862	,5370	3,467	,2884
5,5	1,884	,5309	3,548	,2818
5,6	1,905	,5248	3,631	,2754
5,7	1,928	,5188	3,715	,2692
5,8	1,950	,5129	3,802	,2630
5,9	1,972	,5070	3,890	,2570
6,0	1,995	,5012	3,981	,2512
6,1	2,018	,4955	4,074	,2455
6,2	2,042	,4898	4,169	,2399
6,3	2,065	,4842	4,266	,2344
6,4	2,089	,4786	4,365	,2291
6,5	2,113	,4732	4,467	,2239
6,6	2,138	,4677	4,571	,2188
6,7	2,163	,4624	4,677	,2138
6,8	2,188	,4571	4,786	,2089
6,9	2,213	,4519	4,898	,2042
7,0	2,239	,4467	5,012	,1995
7,1	2,265	,4416	5,012	,1950
7,2	2,291	,4365	5,248	,1905
7,3	2,317	,4315	5,370	,1862
7,4	2,344	,4266	5,495	,1820
7,5	2,371	,4217	5,623	,1778
7,6	2,399	,4169	5,754	,1738
7,7	2,427	,4121	5,888	,1698
7,8	2,455	,4074	6,026	,1660
7,9	2,483	,4027	6,166	,1622
8,0	2,512	,3981	6,310	,1585
8,1	2,541	,3936	6,457	,1549
8,2	2,570	,3890	6,607	,1514
8,3	2,600	,3846	6,761	,1479
8,4	2,630	,3802	6,918	,1445
8,5	2,661	,3758	7,079	,1413
8,6	2,692	,3715	7,244	,1380
8,7	2,723	,3673	7,413	,1349
8,8	2,754	,3631	7,586	,1318
8,9	2,786	,3589	7,762	,1288
9,0	2,818	,3548	7,943	,1259
9,1	2,851	,3508	8,128	,1230
9,2	2,884	,3467	8,318	,1202
9,3	2,917	,3428	8,511	,1175
9,4	2,951	,3388	8,710	,1148
9,5	2,985	,3350	8,913	,1122
9,6	3,020	,3311	9,120	,1096
9,7	3,055	,3273	9,333	,1072
9,8	3,090	,3236	9,550	,1047
9,9	3,126	,3199	9,772	,1023
10,0	3,162	,3162	10,000	,1000
10,1	3,199	,3126	10,23	,09772
10,2	3,236	,3090	10,47	,09550
10,3	3,273	,3055	10,72	,09333
10,4	3,311	,3020	10,96	,09120
10,5	3,350	,2985	11,22	,08913
10,6	3,388	,2951	11,48	,08710
10,7	3,428	,2917	11,75	,08511
10,8	3,467	,2884	12,02	,08318
19,9	3,508	,2851	12,30	,08128
11,0	3,548	,2818	12,59	,07943
11,1	3,589	,2786	12,88	,07762
11,2	3,631	,2754	13,18	,07586
11,3	3,673	,2723	13,49	,07413
11,4	3,715	,2692	13,80	,07244
11,5	3,758	,2661	14,13	,07079
11,6	3,802	,2630	14,45	,06918
11,7	3,846	,2600	14,79	,06761
11,8	3,890	,2570	15,14	,06607
11,9	3,936	,2541	15,49	,06457
12,0	3,981	,2512	15,85	,06310
12,1	4,027	,2483	16,22	,06166
12,2	4,074	,2455	16,60	,06026
12,3	4,121	,2427	16,98	,05888
12,4	4,169	,2399	17,38	,05754
12,5	4,217	,2371	17,78	,05623
12,6	4,266	,2344	18,20	,05495
12,7	4,315	,2317	18,62	,05370
12,8	4,365	,2291	19,05	,05248
12,9	4,416	,2265	19,50	,05129
13,0	4,467	,2239	19,95	,05012
13,1	4,519	,2213	20,42	,04898
13,2	4,571	,2188	20,89	,04786
13,3	4,624	,2163	21,38	,04677
13,4	4,677	,2138	21,88	,04571
13,5	4,732	,2113	22,39	,04467
13,6	4,786	,2089	22,91	,04365
13,7	4,842	,2065	23,44	,04266
13,8	4,898	,2042	23,99	,04169
13,9	4,955	,2018	24,55	,04074
14,0	5,012	,1995	25,12	,03981
14,1	5,012	,1972	25,70	,03890
14,2	5,129	,1950	26,30	,03802
14,3	5,188	,1928	26,92	,03715
14,4	5,248	,1905	27,54	,03631
14,5	5,309	,1884	28,18	,03548
14,6	5,370	,1862	28,84	,03467
14,7	5,433	,1841	29,51	,03388
14,8	5,495	,1820	30,20	,03311
14,9	5,559	,1799	30,90	,03236
15,0	5,623	,1778	31,62	,03162
15,1	5,689	,1758	32,36	,03090
15,2	5,754	,1738	33,11	,03020
15,3	5,821	,1718	33,88	,02951
15,4	5,888	,1698	34,67	,02884
15,5	5,957	,1679	35,48	,02818
15,6	6,026	,1660	36,31	,02754
15,7	6,095	,1641	37,15	,02692
15,8	6,166	,1622	38,02	,02630
15,9	6,237	,1603	38,90	,02570
16,0	6,310	,1585	39,81	,02512
16,1	6,383	,1567	40,74	,02455
16,2	6,457	,1549	41,69	,02399
16,3	6,531	,1531	42,66	,02344
16,4	6,607	,1514	43,65	,02291
16,5	6,683	,1496	44,67	,02239
16,6	6,761	,1479	45,71	,02188
16,7	6,839	,1462	46,77	,02138
16,8	6,918	,1445	47,86	,02089
16,9	6,998	,1429	48,98	,02042
17,0	7,079	,1413	50,12	,01995
17,1	7,161	,1396	51,29	,01950
17,2	7,244	,1380	52,48	,01906
17,3	7,328	,1365	53,70	,01862
17,4	7,413	,1349	54,95	,01820
17,5	7,499	,1334	56,23	,01778
17,6	7,586	,1318	57,54	,01738
17,7	7,674	,1303	58,88	,01698
17,8	7,762	,1288	60,26	,01660
17,9	7,852	,1274	61,66	,01622
18,0	7,943	,1259	63,10	,01585
18,1	8,035	,1245	64,57	,01549
18,2	8,128	,1230	66,07	,01514
18,3	8,222	,1216	67,61	,01479
18,4	8,318	,1202	69,18	,01445
18,5	8,414	,1189	70,79	,01413
18,6	8,511	,1175	72,44	,01380
18,7	8,610	,1161	74,13	,01349
18,8	8,710	,1148	75,86	,01318
18,9	8,810	,1135	77,62	,01288
19,0	8,913	,1122	79,43	,01259
19,1	9,016	,1109	81,28	,01230
19,2	9,120	,1096	83,18	,01202
19,3	9,226	,1084	85,11	,01175
19,4	9,333	,1072	87,10	,01148
19,5	9,441	,1059	89,13	,01122
19,6	9,550	,1047	91,20	,01096
19,7	9,661	,1035	93,33	,01072
19,8	9,772	,1023	95,50	,01047
19,9	9,886	,1012	97,72	,01023

G = ganho

P = perda



Veja como o Antonio da Rocha Marmo Ribeiro, de São Paulo, conseguiu aproveitar a energia solar, com uma solução "caseira".



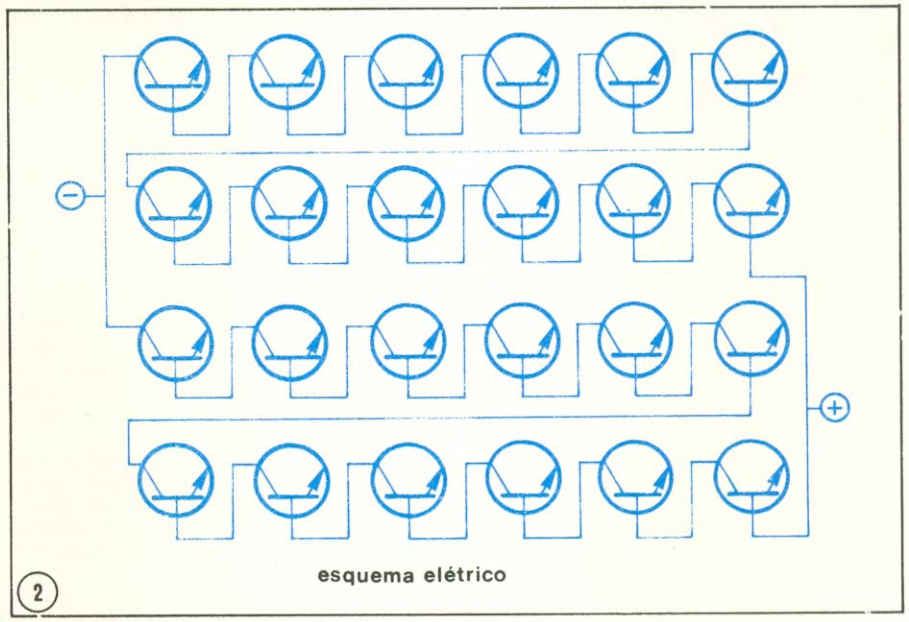
"Estou enviando minha colaboração, para ser utilizada na seção 'Idéias do Lado de Lá'. Trata-se de uma econômica célula solar experimental, utilizando-se componentes de sucata.

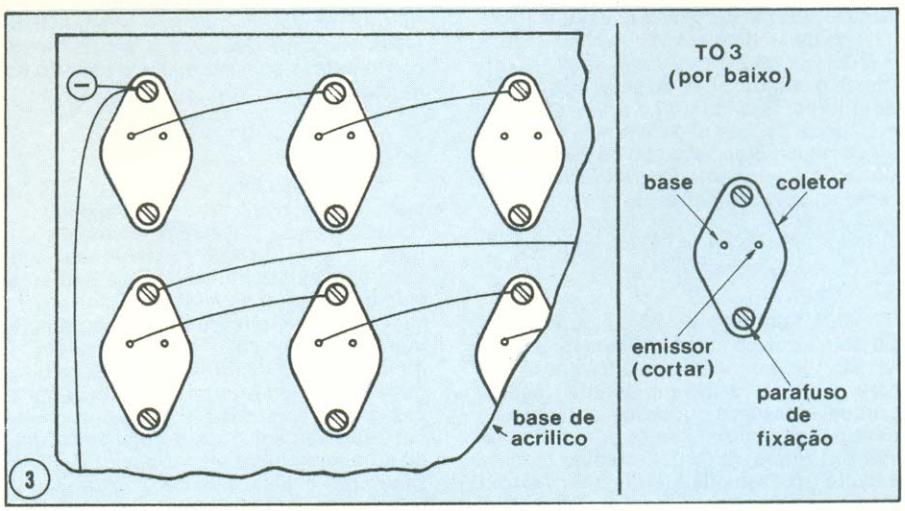
Através de várias publicações técnicas em livros e revistas, entre elas a nova Eletrônica nº 12, fevereiro/78, pg. 660/28, certifiquei-me que as células solares disponíveis no mercado são constituídas de junções PN de silício, de vez que estas transformam a energia radiante em energia elétrica, quando expostas à luz.

A necessidade de aproveitamento dessa energia gratuita levou-me a vários caminhos, entre eles a pesquisa para compra do material, a qual resultou em grandioso espanto, ao saber dos preços dos componentes. Recorri então, ao depósito de sucata da minha oficina e separei todos os transistores NPN e PNP de potência de silício, em encapsulamento TO3. Testei um por um, escolhendo aqueles que estavam com pelo menos uma das duas junções em condições de operação: junção base-coletor ou base-emissor. No presente caso, selecionei apenas os transistores NPN cuja junção base-coletor pudesse ser ativada. Em seguida, serrei a "tampa" de cada transistor, para que a junção PN pudesse ser exposta aos raios solares (figura 1).

Depois, elaborei uma base de acrílico, para sustentar os transistores e efetuar as respectivas ligações, conforme o esquema da figura 2 e o 'chapeado' da figura 3.

No meu experimento, constituído de 24 transistores, obtive 2,8 V e 2,4 mA (0,0024A), utilizando ligações série-paralelo e sob fortes raios solares. Obviamente, quanto maior a quantidade de transistores (junções) e respectivas associações (série e/ou paralelo), obteremos maiores voltagens e/ou correntes".





EM PAUTA...

Rever Minha Terra — Tarancon
Crazy discos

Tarancon é provavelmente o mais conhecido dos conjuntos que pintaram aqui, trazendo a música latino-americana a nossos ouvidos carentes. E é também mais um perfeito exemplo da falta de coordenação entre o que o público gosta e o que nossas rádios divulgam. Sem tocar no rádio, eles já estão no terceiro LP e seus shows são extremamente prestigiados, não só pela turma do poncho e conga, mas por uma variada faixa de público, que ocupa todos os lugares, faz fila para vê-los, lota até o chão dos teatros, como para qualquer artista badalado.

Esse público fiel e crescente é conquistado com um trabalho sério, maduro. *Rever Minha Terra* leva-nos a uma viagem por ritmos peruanos, bolivianos, cubanos, argentinos, chilenos e brasileiros, passando por Carlos Puebla, Violeta Parra, Thiago de Mello e até Milton Nascimento.

Depois de ouvi-lo, você, se já não conhece o conjunto, vai exigir seus dois LPs anteriores: *Tarancon* e *Lo Unico Que Tengo.* Todos os três são ótimos.

A capa e o encarte são de Felix Nieto, um artista que pinta incríveis painéis durante as apresentações do grupo.

Festa de Arromba — "Nos tempos da Jovem Guarda"
Bandeirantes discos

Você tem mais de 20 e alguns anos? Então é contigo mesmo. *Festa de Arromba* não tem nenhuma pretensão antológica em relação à Jovem Guarda, mesmo porque apresenta sucessos anteriores a esse período, como *Rua Augusta, Marcianita* e *O Ritmo da Chuva.* Mas de repente é muito gostoso ouvir *Ternura, Eu Te Amo Mesmo Assim, Pobre Menina, Filme Triste, A Volta* e outras alienantes recordações de tempos, pra quem era adolescente ou jovem, aparentemente tão bons. Os intérpretes e as gravações são originais.

Banda Bandeirantes
Bandeirantes discos

Quando a idéia é prestigiar nossos instrumentistas, ela merece aplausos e ser posta imediatamente em prática. Dessa forma, foi reunida a Banda Bandeirantes, com um elenco de músicos da pesada, e gravado este LP.

O lado A, infelizmente, é perseguido por uma desnecessária americanização, mas quem gosta de *Aquarela do Brasil, Urubu Malandro* e *Asa Branca* no estilo das Big Bands americanas, é só preparar os ouvidos.

O lado B traz um bom *Lamento* e *Chovendo na Roseira,* além de uma deliciosa versão de *Bachianas Brasileiras, n.º 5.* Infelizmente, aqui também, o arranjo Glen-Milleriano de *Brasileirinho* é totalmente contraditório com o título e o espírito da música.

Mel — Maria Bethania
Philips

"Provo do favo de teu mel", "Bem e mal e boca e mel", "Querendo ganhar um bocado de mel", "Os seus lábios têm um mel". Frases de quatro diferentes canções dão o justo título ao LP de Bethania. *Mel,* de Caetano e Wally Salomão, e *Grito de Alerta,* de Gonzaguinha, já são amplamente conhecidas, como também é *Amando sobre os jornais,* uma doce divagação de Chico Buarque. As outras músicas, leves, chatinhas, sensuais, românticas, apresentam duas surpresas: o delicioso sambinha *Infinito Desejo,* de Gonzaguinha, e a curtíssima e bela *Queda d'Agua,* de Caetano.

No conjunto, um trabalho despretencioso e muito gostoso, com sabor, é evidente, de mel.

Por quem os sinos dobram
Raul Seixas
WEA discos

O propósito, o sentido, a proposta, tudo em suma do disco de Raul Seixas é explicado nesta jóia de explanação de sua filosofia de vida, dada pelo próprio Raul:

"(...) A minha loucura é positiva em todos os aspectos, ela não se diversifica em entendimentos maléficos, ou é entendida positivamente, ou ninguém sai ferido."

"Creio que há os que ouvirão e os que jamais poderão ouvir. Nada de mal, os que não ouvirem era para não ouvir mesmo, pois ouvindo talvez confundissem mais suas vidas."

"Mostrar outras alternativas concretas para quem procurar por elas é justo. É meu dever não guardar segredos. Dar continuidade, perpetuar a beleza do ser humano; contribuindo comigo por certo contribuirei com a história do universo (...)."

Raul, em seu décimo LP, veraneia por reggaes, "rocks tupis", latinidades e baladas remanescentes da Jovem Guarda, boas melodias e com letras absolutamente coerentes com suas máximas filosóficas. E no meio de tudo, a música que vale realmente a pena, a firme, lúcida e bem feita *Por quem os sinos dobram:* "Coragem / se o que você é / é aquilo que pensa e faz..." No fundo, Raul deveria ter gravado apenas um bom compacto.

Horizonte Aberto — Sérgio Mendes
Som Livre

Instalado definitivamente no Brasil, o Sérgio aparece agora com um LP de peso e, por coincidência, com arranjos bem mais brasileiros que os de costume. Parece que os ares daqui lhe fizeram bem.

Mas, falando sério, o disco é realmen-

te bom, com nove músicas bem escolhidas: *Tô Voltando / Última Batucada / Milagre / Horizonte Aberto / Aquelas Coisas Todas / Fato Consumado / Adeus América / O Mar é Meu Chão / Desenredo.* Damos destaque, entre todas, para *Desenredo.*

Desejamos ao Sérgio, para o futuro, muitos lançamentos com a mesma qualidade e que evite ao máximo o caminho seguido por Ray Conniff, que uniformiza os arranjos e as interpretações.

Concierto de Aranjuez — Laurindo Almeida
Estúdio Eldorado

Em todas as faixas deste disco somos testemunhas de um "banho" de violão. Mas não é essa a principal virtude do Laurindo. Mesmo depois de 30 anos de Estados Unidos, ele conserva intacta sua alma de músico brasileiro. E isso transparece vivamente em suas interpretações.

Essa é a sua maior virtude: ao invés de desfigurar músicas brasileiras com arranjos importados, como certos grupos costumam fazer, ele sempre dá um jeito de abrasileirar, com classe, as canções estrangeiras.

Assim, neste LP você terá a oportunidade de ver como ficam *Holiday for Strings, Star Dust, Fly Me to the Moon,* algumas composições de Gershwin e até o *Concierto de Aranjuez,* tocadas num bom pinho e com arranjos bem nossos. Nem mesmo a pompa e circunspecção de "Aranjuez" resistem.

Laurindo também não esqueceu dos autores nacionais e incluiu *Insensatez,* de Tom e Vinicius, e três temas do filme *Orfeu Negro.*

Evocação III — Vadico
Estúdio Eldorado

Com o mesmo objetivo de Evocação I (Zequinha de Abreu) e Evocação II (Chiquinha Gonzaga) a Eldorado lança o terceiro LP da série: reabilitar a memória de um grande compositor. O homenageado, desta vez, é Vadico, mais conhecido como parceiro de Noel Rosa em várias composições.

Mas, ao contrário dos dois anteriores, este disco tem uma história movimentada, pois nasceu como resultado de uma polêmica, levantada pelos próprios irmãos de Vadico. O que eles alegam, e com razão, é que o nome de seu irmão fica sempre relegado para segundo plano ou até esquecido, quando se comenta as composições que ele e Noel fizeram juntos. Já ocorreu, em shows de TV, atribuir-se *Feitiço da Vila* e *Feitio de Oração* somente ao Noel, quando na verdade ele é autor das letras, apenas.

Para fazer justiça e colocar Vadico no lugar que merece, entre os compositores nacionais, este LP traz doze músicas suas, e todas apenas com a parte instrumental, provavelmente a forma encontrada para destacar sua obra e não fugir demais aos arranjos originais, com os quais era muito zeloso.

Os destaques vão mesmo para o "Feitiço" e o "Feitio" e também para dois chorinhos, *Chopp* e *Choro em Fá Menor.* Destaque também para os músicos que participam do disco: Amilson Godoy, Dominguinhos, Marcio Montarroyos, Edu da Gaita, entre outros.

Beleza — Fagner
CBS

"Beleza é o temporal que suja e corta uma visão / E esmaga qualquer sonho com um grito de pavor." Talvez essas frases de *Beleza* (Fagner/Brandão) definam o total da obra de Fagner, uma beleza forte, agressiva, emocionante, áspera, às vezes difícil de entender, mas sempre respaldada numa incrível sensibilidade.

Neste disco, um Fagner preocupado com a maturidade de sua carreira, num momento extremamente propício e, por isso, sem a espontaneidade de *Quem Viver Chorará,* mas com um repertório escolhido frase a frase, que claramente o redime.

Noturno (Graco/Caio Sílvio) todo mundo já conhece, mas é preciso ouvir também *Frenesi* (Fausto Nilo/P. Maia/Ferreirinha), *Asas* (Fagner/Abel Silva) e *Ave Coração* (Clodô/Zeca Bahia).

Como uma concha rara, em muitos momentos a voz de Fagner se abre, fazendo fluir segredos. Os músicos que o acompanham são ótimos, particularmente a precisão e o encanto do acordeon de Dominguinhos.

Amigos — Luiz Ayrão
Odeon

Sambinhas, baladas e boleros leves fazem o *Amigos* de Luiz Ayrão. Sem dúvida um artista tradicional, como seu disco. Gostando muito de advérbios, Ayrão segue as coordenadas de sua carreira, ativamente. Tudo bem. A melhor música é, espantosamente, a sexta faixa do lado B: *Talismã,* de Ayrão e Sydney da Conceição.

Salve Simpatia — Jorge Ben
Som Livre

Mais um LP de nosso amigo Jorge, com suas melodias um tanto o quanto repetitivas e suas métricas de perder o fôlego. De qualquer forma, ele canta com tanta alegria, que é sempre um prazer ouvi-lo. A gente aprende a gostar de Jorge Ben, apesar de achar toda vez que ouviu uma música nova sua em algum outro lugar (e acaba descobrindo que foi de uma outra música dele mesmo). Três faixas valem pelo disco todo: *Salve Simpatia, Waldomiro Pena,* tema de Plantão de Polícia, e *Ive Brussel,* cantada em parceria com Caetano Veloso.

Zumbido — Paulinho da Viola
Odeon

Apesar de Paulinho afirmar que este é o LP mais alegre e otimista que já gravou, sua monotonia só é quebrada em *Pode Guardar as Panelas,* uma simpática homenagem ao custo de vida. Entre as demais composições, podemos destacar *Chico de Brito,* de Wilson Batista e Afonso Teixeira, e *Zumbido,* do próprio Paulinho, as quais se enquadram no mesmo tipo de protesto.

Outro destaque que podemos fazer neste LP se deve, com certeza, à paixão do Paulinho pela marcenaria. As duas capas do disco são fotografias de trabalhos de marchetaria, uma arte quase extinta que consiste em se fazer encaixes de madeiras diferentes, formando figuras.

Katia — CBS

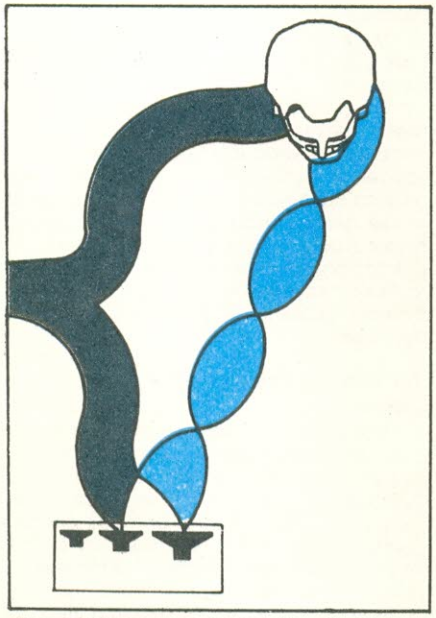
Katia começou sua carreira de uma forma bastante invejável, através da ajuda de Roberto Carlos, que a descobriu e lhe deu o primeiro impulso. Neste seu LP de estréia estão incluídas várias composições suas e também a conhecida *Lembranças,* feita especialmente para ela por Roberto e Erasmo. Apesar de ser esta a música mais divulgada pelas rádios, não é, de forma alguma, a mais expressiva do disco. Esse lugar cabe a *Tão Só,* de autoria da própria Katia, onde sua voz e seu jeito de cantar se aproximam bastante dos de Claudinha Telles. Aliás, é nessa mesma faixa de público que ela procura se encaixar.

As músicas e interpretações de Katia, talvez por ser seu primeiro disco, ainda estão meio tristes e inseguras, falha que certamente irá corrigir ao avançar pela carreira, pelas possibilidades que demonstra.

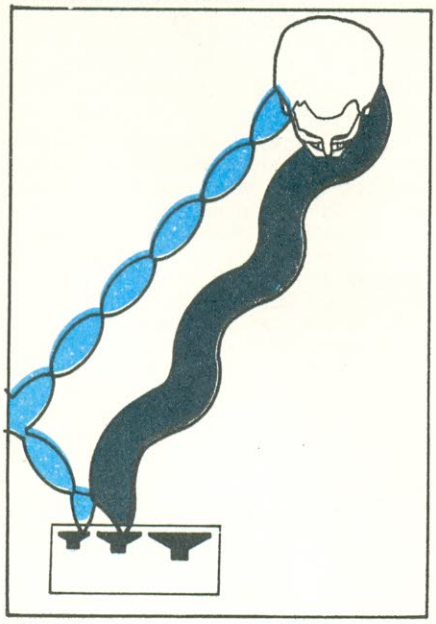
A importância da direcionalidade dos alto-falantes

Dan Queen

Veja como o tipo do alto-falante e as características do ambiente influenciam a reprodução do som.



Nos sistemas em que dois alto-falantes cobrem as mesmas frequências, os cancelamentos podem ocasionar diferentes localidades de percepção para as fundamentais e os sobretons.



Fase, retardo, coerência, dispersão, foram algumas das palavras-chave de todos os debates sobre alto-falantes, durante os últimos anos. A discussão que envolve o conceito "direcional x omnidirecional" está conquistando um lugar ao lado das tradicionais controvérsias "válvulas x transistores" e "triodos x pentodos", de vários anos atrás.

Essas discussões todas vão refletir em nosso conhecimento de como ouvimos música e também nas características do som gravado consideradas importantes o suficiente para serem reproduzidas, com precisão, na sala de audição.

Raramente, porém, essas discussões levam em conta dois fatores muito importantes, que são o local de gravação e o de reprodução, influenciando a avaliação dos méritos de um alto-falante. Ademais, a qualidade do som de um alto-falante está mais relacionada com a interação do mesmo com as características dos dois ambientes (principalmente com as do local de audição), do que com qualquer medição convencional.

Existem muitas formas de se descrever os ambientes onde a música é gravada e, depois, reproduzida: pode-se simplesmente citar as dimensões das salas ou, então, falar do formato das mesmas e dos materiais que revestem suas paredes. Mas importantes mesmo aos técnicos em acústica são os campos de som que se formam nos ambientes, que podem ser descritos em termos de uma interação entre a acústica da sala e as características da audição humana (psico-acústica).

Sempre que uma fonte de sons, em uma sala, emite um som, ele se espalhará em várias direções, chegando ao ouvinte de forma direta (sem interferências) e também de forma indireta (através de reflexões nas paredes). Existe, naturalmente, uma pequena diferença de tempo entre o som que vai diretamente ao ouvinte e o som refletido, diferença que pode ser medida em milissegundos.

Sabemos que o som cobre aproximadamente 30 cm a cada milissegundo. Já que nosso sistema de audição evoluiu em áreas fechadas, como cavernas e densas florestas, é natural que tenhamos desenvolvido meios de distinguir entre o som direto e suas reflexões. Tal discriminação, afinal, é a principal responsável pela nossa capacidade de determinar a direção de uma fonte de som, isto é, nossa habilidade em localizar a origem dos sons.

Parte dessa habilidade depende da fusão que ocorre entre algumas reflexões e o som direto. A voz humana, por exemplo, parece ter um nível mais elevado em um ambiente fechado do que ao ar livre, à mesma distância. É que as reflexões acrescentam potência ao som que chega até nós, dentro da sala. No entanto, a capacidade do ouvido de "adicionar" as reflexões ao som direto é limitada pelo tempo; assim, após umas poucas dezenas de milissegundos, os sons não mais se juntam ao original, sendo então percebidos como ecos ou, quando há tais reflexões "atrasadas" em grande quantidade, como reverberação.

Desse modo, os técnicos em acústica definem três campos de som nos ambientes: o som direto, as reflexões mais adiantadas e, por último, o som tardio (ou reverberação).

Nos ambientes domésticos de audição raramente há reverberação. Quase todo o som é formado pelo som direto e pelas reflexões mais rápidas, que predominam nesses casos. Por outro lado, numa sala de concertos ou num grande estúdio existe geralmente uma reverberação considerável e poucas reflexões rápidas. Isto porque o som precisa vencer distâncias bem maiores, para alcançar as superfícies refletoras e depois voltar ao ouvinte. Quando volta, quase todo ele já pertence à categoria dos sons "atrasados".

A distância, então, é a chave. Devido às distâncias envolvidas, é muito

difícil fazer qualquer ambiente doméstico soar como uma sala de concertos. Para isso, é preciso que a gravação contenha os efeitos inerentes a salas desse tipo. Entretanto, o uso de circuitos de retardo, que geram os sons atrasados, poderá simular uma sala de concertos em uma sala comum, de pequenas dimensões.

Ao se fazer isso, porém, é necessário que o alto-falante utilizado não introduza distorção dos campos naturais de som, devido a peculiaridades em suas próprias características. E as características mais importantes para disposição do som num ambiente são as características de direcionalidade.

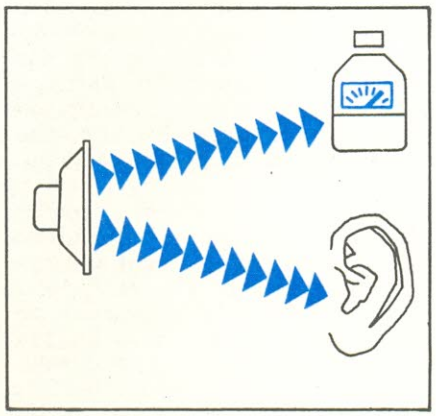
Pesquisadores da área de psicoacústica concluíram que o mecanismo da audição pode ser confundido, ao se utilizar duas fontes de som (como os fones estéreo, por exemplo), fazendo com que tenha a ilusão de que a fonte de som está localizada entre os fones. Que podemos ser levados a sentir que essa fonte está centrada, entre os dois fones, quando os sinais são idênticos. Que, quando um sinal se torna mais fraco que o outro, a fonte parece se deslocar em direção ao fone de maior nível de som. E que se um dos fones tem o som atrasado, em relação ao outro, a fonte parece mover-se para o fone normal.

Utilizando-se fones de ouvido dessa forma, um atraso de apenas 1 ms entre eles nos fará pensar que sons de igual amplitude estarão inteiramente em um dos lados da cabeça. Tal fenômeno, porém, parece ser verdadeiro principalmente em baixas freqüências. Nas frequências elevadas, a intensidade do som tem um papel mais importante. Na prática, sob as condições artificiais criadas pelos fones de ouvido e sinais sintetizados, é possível produzir até mesmo duas imagens, uma delas controlada pela intensidade e a outra, pelo retardo.

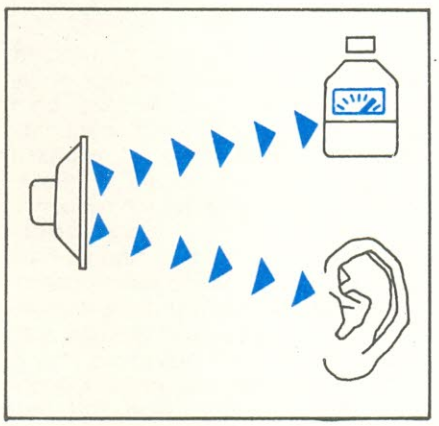
Afortunadamente, quando se dispõe dois alto-falantes numa sala, nas posições usuais para a reprodução estéreo, os ouvidos estão recebendo sinais dos alto-falantes com uma diferença de tempo muito reduzida. Mas, mesmo assim, as diferenças em aplitude persistem. Basta mencionar que uma diferença em amplitude de 10 dB tem sido suficiente para deslocar o som completamente para o falante de nível mais alto (10 dB representam um nível duas vezes mais alto, para nossos ouvidos).

Isto significa que diferenças de amplitude inferiores a 10 dB tendem a localizar a fonte entre os alto-falantes, o que é, em resumo, a base da imagem estereofônica. Mas se num ambiente residencial podem surgir mais de mil reflexões que estão dentro da faixa de 10 dB, em relação ao som que provém diretamente do alto falante, como é possível obter tal imagem, em salas desse tipo?

Uma resposta plausível considera cada reflexão como um alto-falante adicional e cada nova reflexão-falante mantendo a mesma relação com o alto-falante que lhe deu origem. Para esclarecer um pouco mais a idéia, vamos imaginar um diagrama onde podemos ver o som movendo-se diretamente até o ouvinte e alcançando-o também por meio de uma reflexão. O ouvinte localiza a fonte em algum ponto entre o alto-falante e a reflexão, ponto que fica mais próximo do falante, devi-



O ouvido humano, ao contrário de um medidor de nível sonoro, pode detectar facilmente as sutis diferenças entre sons contínuos e pulsantes.



do à sua potência de emissão mais elevada.

Cada reflexão subsequente irá deslocar a imagem para uma ou outra direção, provavelmente estabelecendo uma posição média final. Se o alto-falante produzir um grande número de reflexões em uma parede lateral, é bem possível que a direção percebida esteja mais próxima daquela parede que do alto-falante. Dessa forma, um par de alto-falantes estéreo é capaz de produzir uma imagem mais extensa do que a distância real existente entre eles.

Mas nem tudo é perfeito como parece. O alto-falante hipotético que estivemos considerando poderia muito bem ser tão eficiente na emissão de sons para a parede como para o ouvinte. Mas, na verdade, muitos alto-falantes apresentam saídas que variam com a direção de emissão.

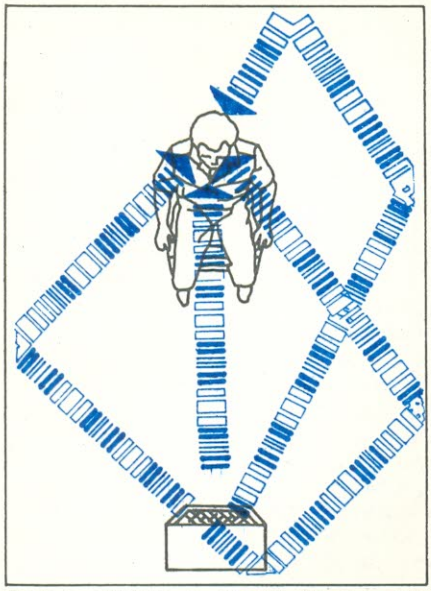
Pode-se argumentar que se o alto-falante projeta a maior parte de sua potência em direção ao ouvinte e o pouco restante para as paredes, obtém-se uma melhor imagem estéreo. Isto seria verdadeiro, se houvesse possibilidade de produzir um alto-falante com o mesmo perfil direcional para todas as frequências. Sempre que o perfil direcional varia com a frequência, tem-se a ilusão perfeita de que a frequência fundamental de um instrumento provém de uma direção, e seus sobretons, de outra.

Os diagramas de irradiação de dois falantes podem nos mostar porque isso acontece. Numa analogia, se atirarmos um pedregulho num lago calmo, as ondas resultantes vão se estender suavemente em todas as direções, a partir do ponto de impacto. Se atirarmos, no entanto, dois pedregulhos, os dois conjuntos de ondas irão interagir, somando-se em alguns pontos e cancelando-se mutuamente em outros. A localização exata desses pontos vai depender da distância existente entre as cristas das ondas.

No caso de ondas sonoras, no ar, a distância entre as "cristas" determina a freqüência do som. Assim, as ondas dos sobretons vindas de um instrumento, sendo de freqüência mais elevada, terão pontos de cancelamento diferentes da fundamental. O ouvinte pode se encontrar instalado, por exemplo, num local onde, à freqüência fundamental, as ondas diretas estão se somando, enquanto as refletidas estão se cancelando. Dessa forma, a fundamental parecerá vir diretamente do alto-falante. Por outro lado, ao primeiro sobretom, a situação pode facilmente se inverter, movendo o sobretom em direção à superfície refletiva.

O resultado é aquele som nebuloso e indefinido, característico de muitos sistemas de alto-falantes, atribuído muitas vezes, e erroneamente, à uma resposta pobre aos transientes; não é uma afirmação correta, no sentido puramente elétrico, apesar de podermos chamá-la assim, em termos de acústica espacial. De qualquer modo, não é um problema que pode ser percebido pelas medições em câmaras anecóicas*.

*__câmara anecóica__ — sala especial, que não produz eco, utilizada para o teste de transdutores de áudio (alto-falantes, microfones), e cujas superfícies são cobertas por absorventes acústicos, que eliminam as reflexões sonoras.



Para o ouvinte, o "som" de um alto-falante é a combinação dos sons direto e refletido.

A propriedade de nosso ouvido que nos permite estimar a direção de um som, a partir de sua origem e suas reflexões, funciona somente até algumas dezenas de milissegundos após o som direto. Além disso, nos ambientes reais de audição, com as dimensões verificadas em muitas residências, grande parte das reflexões que se encontram dentro dos 10 dB, em relação ao nível do som original, ocorre em torno dos primeiros 10 ms. Apesar de variar de acordo com muitos fatores, há um consenso geral de que o período de tempo em que nosso ouvido começa a perceber as reflexões como ecos e reverberações localiza-se na faixa entre 20 e 100 ms.

Isto significa que os problemas de direcionalidade de alto-falantes, que ocorrem nos ambientes domésticos, poderão não se verificar em grandes salas de concerto, onde poucas reflexões chegam ao ouvinte logo após o som original. Em tais salas, como já vimos, as reflexões são constituídas quase que exclusivamente por ecos e reverberações. Eis porque um alto-falante que soa perfeito num grande ambiente poderá soar péssimo numa pequena sala — e vice-versa.

Além do mais, antes de discutir os méritos relativos dos falantes direcionais ou omnidirecionais, é preciso considerar se os dispositivos envolvidos são realmente direcionais ou omnidirecionais.

Já vimos como acontecem as interreferências entre ondas, na água, atirando-se duas pedras num lago. Em sistemas de alto-falantes, a analogia das pedras pode ser aplicada na região de transição *(crossover)*, e até mesmo em sistemas que possuem mais de uma fonte irradiando as mesmas freqüências. Contudo, mesmo quando há apenas um falante para reproduzir aquelas freqüências, pode-se observar uma interferência semelhante. Ilustrando com outra analogia, se atirarmos uma barra de madeira ou ferro no mesmo lago, mesmo que ela caia paralelamente à superfície da água, a frente de onda gerada por uma das extremidades tenderá a interferir com a frente proveniente da outra extremidade.

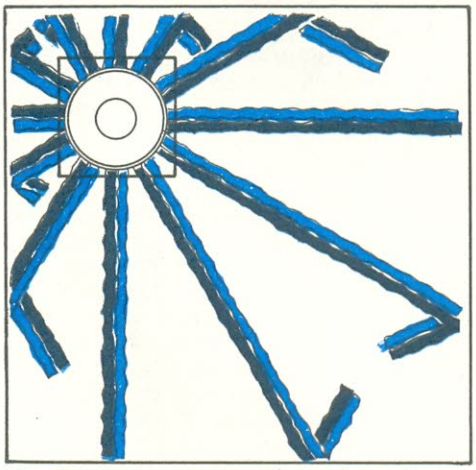
De fato, a única forma de se conseguir aquelas ondas suaves e "omnidirecioinais" é atirando uma única pedrinha, fenômeno que pode perfeitamente ser estendido às ondas sonoras. Um diagrama totalmente omnidirecional, assim, pode ser obtido apenas com uma fonte infinitamente pequena — ou, ao menos, com uma fonte que seja muito reduzida, se comparada à menor onda que se deseja produzir.

Quanto menor a pedra, porém, tanto menor será o tamanho das ondas que se pode produzir, e a analogia continua valendo para as ondas sonoras. Se por um lado deseja-se uma pequena "pedra", para produzir uma resposta uniforme, pelo outro necessita-se a grande "barra", para obter uma potência de emissão adequada. O objetivo do projeto de alto-falantes é a solução deste dilema. A mera instalação de falantes em círculo, em um gabinete, não produz a verdadeira omnidirecionalidade, pois as interferências ainda estarão aí, e fortes. Seria como atirar pedras em círculo, naquele lago.

Uma solução possível é ilustrada pela barra caindo **verticalmente** no lago. Desse modo, pode-se fazer com que as ondas afastem-se da barra uniformemente. Entretanto, se existisse algo como "água vertical", a interferência iria persistir. Em todo caso, voltando ao domínio do som, pode-se obter um diagrama omnidirecional bastante uniforme, usando-se as cornetas radiais (que são cornetas que se abrem de forma circular) ou alguns tipos de cilindros eletrostáticos.

Em ambientes residenciais, a obtenção de direcionalidade uniforme difere, de alto-falante direcionais para omnidirecionais. Estes terão de ser mais eficientes, já que irradiam em todas as direções (o que significa que estão sujeitos à "absorção", em algumas superfícies, mais que os direcionais). Até o momento, porém, não foi possível fazer um falante direcional que apresentasse um diagrama uniforme com a freqüência.

Os sons refletidos agem como uma bola batendo nas tabelas de uma mesa de bilhar: se as tabelas forem elásticas, a bola perde apenas uma pequena parcela de energia, a cada batida; à medida, porém, que vão envelhecendo, as tabelas passam a "absorver" uma boa parte da energia da bola, nas batidas. O som, num ambiente, é pouco absorvido pelas paredes de tijolos, enquanto os carpetes, cortinas, sofás e poltronas, revestimento acústico e pessoas o absorvem bastante. Mas essa absorção varia com a freqüência, piorando ainda mais os efeitos da direcionalidade desuniforme dos alto-falantes.



Um sistema que apresenta uma dispersão horizontal de 360° não provoca o deslocamento de imagens, que é devido aos efeitos de cancelamento.

A absorção irregular pode também criar problemas para um alto-falante direcional "perfeito", já que parte de sua saída irá produzir reflexões que chegarão ao ouvinte. Como o alto-falante direcional favorece apenas as superfícies que "encara", ele não será afetado pelas variadas superfícies espalhadas numa sala, como acontece com o omnidirecional. Em contrapartida, o som de um verdadeiro falante omnidirecional varia muito pouco, ao longo de todo o ambiente em que está instalado.

Ademais, a habilidade que o omnidirecional tem de regularizar as diferenças existentes na sala permite o uso efetivo de equalizadores, para se suavizar a resposta da combinação falante/ambiente. Idealmente, então, a combinação de um alto-falante que dirige o som apenas ao ouvinte, com um ambiente que reflete igualmente todas as frequências, de todas as direções, deveria proporcionar a reprodução mais realista. Infelizmente, um alto-falante assim não é tecnicamente viável, e uma sala com essas características deveria excluir os móveis, a decoração e — que ironia — até as pessoas, tornando então o alto-falante omnidirecional a melhor escolha, do ponto de vista da direcionalidade.

© — *Copyright Audio Magazine*

Um distorcedor para guitarras FUZZ

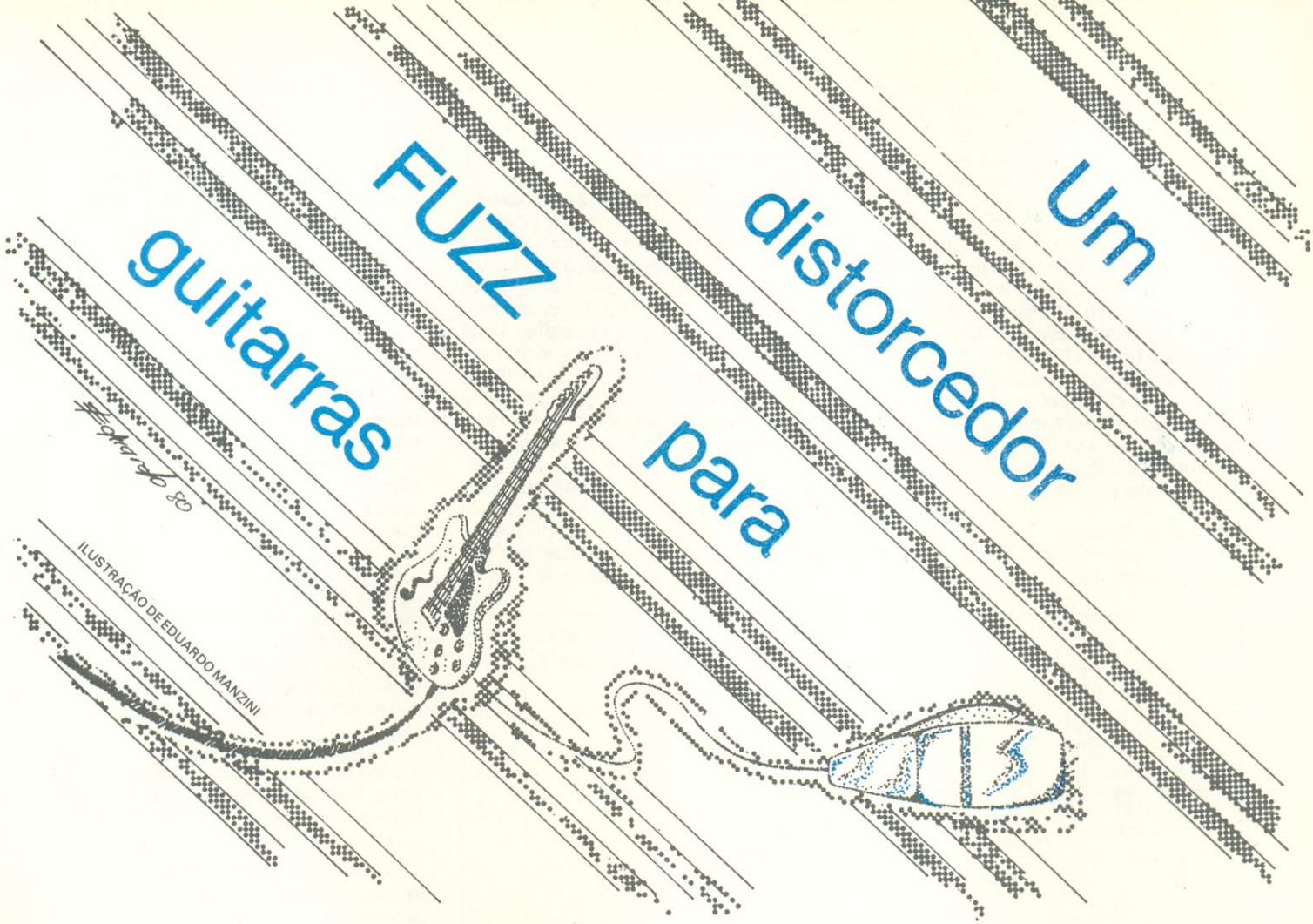


ILUSTRAÇÃO DE EDUARDO MANZINI

Muitos leitores têm nos escrito pedindo artigos sobre circuitos que se adaptem a uma guitarra elétrica. São, na sua grande maioria, apaixonados por música e eletrônica e que desejam fazer da eletrônica um meio de progredir na pesquisa de sons musicais, sem dúvida um nobre objetivo.

Para esses leitores publicamos um artigo, original da revista italiana Radio Elettronica, de um distorcedor a dois transistores. A simplicidade do circuito permite até aos principiantes e aos menos afeitos à eletrônica a compreensão e a construção deste dispositivo.

Aproveitamos a oportunidade para reiterar nosso desejo de atender às cartas dos nossos leitores na medida em que surjam sugestões boas e criativas. Caso você as tenha, escreva para nossa redação.

Se uma guitarra é ligada diretamente a um amplificador, a sensação que se tem é quase idêntica à de um violão amplificado. Os iniciadores do *rock,* porém, não se contentaram com isso. Alguma coisa deveria ser feita para "mutilar" o sinal vindo da guitarra para só depois ser amplificado. Daí surgiram os distorcedores, os sustentadores, os AuAu e uma série de outros módulos cuja função é "desfigurar" o sinal elétrico vindo da guitarra, conseguindo assim, efeitos especiais.

Hoje em dia esses módulos são sofisticadíssimos, utilizando o que existe de mais moderno em recursos eletrônicos.

Devido à simplicidade do circuito ➡

que estamos descrevendo (observe o esquema elétrico) este distorcedor não possui tal gama de recursos. É, antes de tudo, um circuito que serve para se perceber o efeito de distorção.

Uso do Distorcedor

Os distorcedores são predominantemente usados nas guitarras-solo. No entanto, podem ser usados também em outros instrumentos, como, por exemplo, no baixo eletrônico ou órgão, e até num microfone comum.

Provocando a distorção do sinal proveniente de um microfone pode-se obter efeitos interessantíssimos, ainda mais se o microfone é usado para amplificar vários instrumentos simultaneamente.

Análise do Circuito

O circuito elétrico do distorcedor se encontra na figura 1. Consiste, substancialmente, de um amplificador a dois estágios, empregando transistores do tipo NPN.

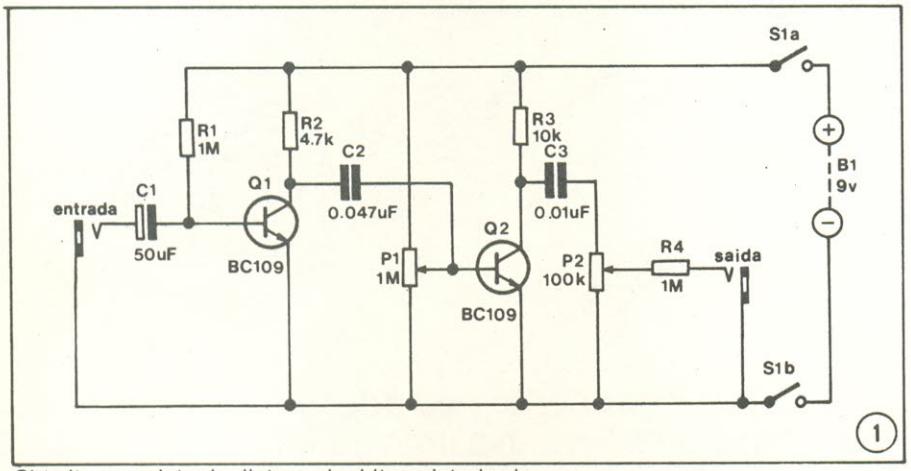
O sinal de entrada é primeiramente amplificado pelo estágio de Q1, passando em seguida para a entrada (base de Q2) do próximo estágio. O segundo estágio trabalha sobrecarregado, isto é, a amplitude do sinal de entrada é grande o suficiente para que suas bordas levem o transistor ou para o corte ou para a saturação. Em conseqüência disso, o sinal é grampeado nos picos, efeito que os americanos resolveram chamar de FUZZ. No final do artigo faremos alusão ao efeito sonoro produzido pelo distorcedor.

A tensão de polarização aplicada à base de Q2 pode ser regulada mediante um potenciômetro. Variando a posição do cursor é possível adaptar o distorcedor às exigências do instrumento ao qual estiver ligado. O potenciômetro de saída foi colocado no circuito como um atenuador variável, evitando, assim, a sobrecarga do amplificador de potência, fato que poderia acarretar a mutilação do efeito distorção.

Os valores de C2 e C3 foram calculados de tal forma a consentirem um realçamento dos tons agudos. Diminuindo os valores desses capacitores as freqüências mais baixas também serão realçadas.

O capacitor C1 elimina qualquer nível CC que houver na entrada, não permitindo, assim, que o primeiro estágio saia do ponto de polarização.

A fonte de tensão para um circuito desse tipo (no caso 9 volts) deve ser o mais estável e regulada possível. Uma alteração no valor da tensão de alimentação certamente acarretará modificações no efeito de distorção. Um teste pode ser feito: depois do circuito montado e funcionando, experimente diminuir o valor da fonte (retirando uma pilha e curtocircuitando os bornes de encaixe da pilha retirada). É bem provável que o som da caixa do amplificador saia bem "sujo". Uma pilha de 9 volts é o bastante para garantir o funcionamento do circuito num bom nível.



Circuito completo do distorcedor bitransistorizado.

Montagem do circuito

Uma placa de circuito impresso para um circuito simples como este não merece maiores comentários. Para facilitar a construção do dispositivo, a nossa sugestão para a distribuição de componentes, que pode ser vista na figura 2, apresenta apenas linhas retas.

Caso você já tenha prática em "bolar" circuitos impressos e queira miniaturizar ainda mais esta montagem, não se acanhe, bote a imaginação para funcionar. Um circuito impresso não é mais que um jogo de quebra-cabeça.

Neste artigo apresentamos a placa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes apenas. Caso você queira obter o lado cobreado, basta copiar os traços no papel vegetal e o circuito impresso é o desenho que aparecerá no verso. O mesmo efeito poderá ser conseguido usando papel carbono.

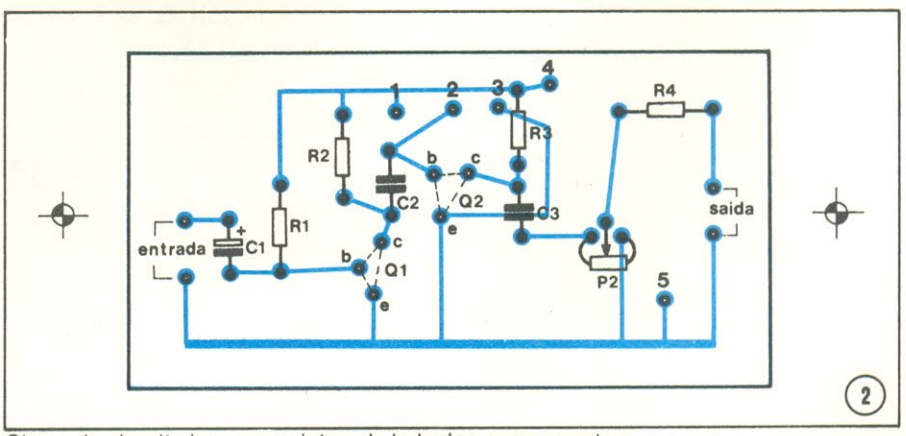
Uma vez colocados os componentes na placa, a montagem do distorcedor torna-se bastante simples. Os acessórios e os componentes que não são colocados na placa podem ser adaptados a uma pequena caixa de plástico, ou mesmo de alumínio (com as devidas isolações). Uma vista de como seria essa caixa por dentro se encontra na figura 3. A numeração da placa de circuito impresso ajudará a conectar os acessórios e componentes externos ao circuito. As conexões de entrada e saída são feitas em *jacks*, prevendo já uma utilização em guitarras.

Cuidados especiais devem ser tomados na ligação dos transistores e da pilha. Para não haver dúvidas, a figura 4 apresenta o transistor 2N2926, usado no distorcedor, visto por baixo.

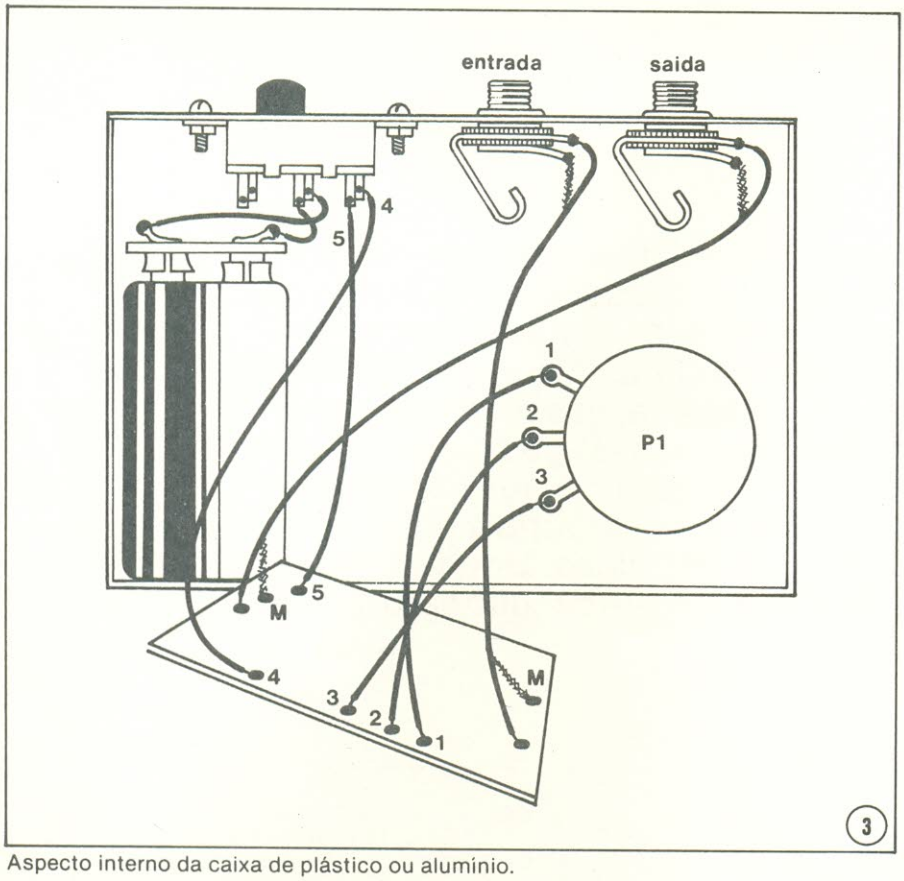
Caso você deseje instalar um comutador a pedal, ele deve atuar da seguinte forma: na posição desligada, deve curtocircuitar a entrada com a saída (eliminando o efeito de distorção) e na posição ligada deve injetar o sinal do captador da guitarra na entrada (forçando o efeito de distorção). Em outras palavras, quando o comutador estiver em curto, o distorcedor não atua; quando estiver aberto, o distorcedor atua.

Uma análise do efeito de distorção no som

A modificação que um distorcedor introduz no sinal sonoro é no seu timbre, isto é, nos harmônicos que acom-



Chapa do circuito impresso vista pelo lado dos componentes.



Aspecto interno da caixa de plástico ou alumínio.

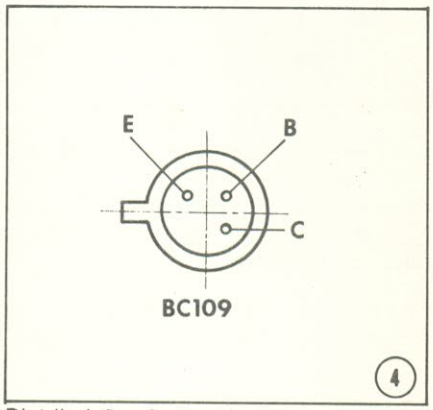
mos no início do artigo resulta da tentativa de se obter a distorção através de uma superamplificação com o intuito de fazer com que os estágios saturem ou cortem (exatamente o caso do nosso distorcedor).

Outra modificação introduzida por um distorcedor é o efeito de prolongamento da nota emitida, o que é muito interessante no caso de solos.

Relação de componentes

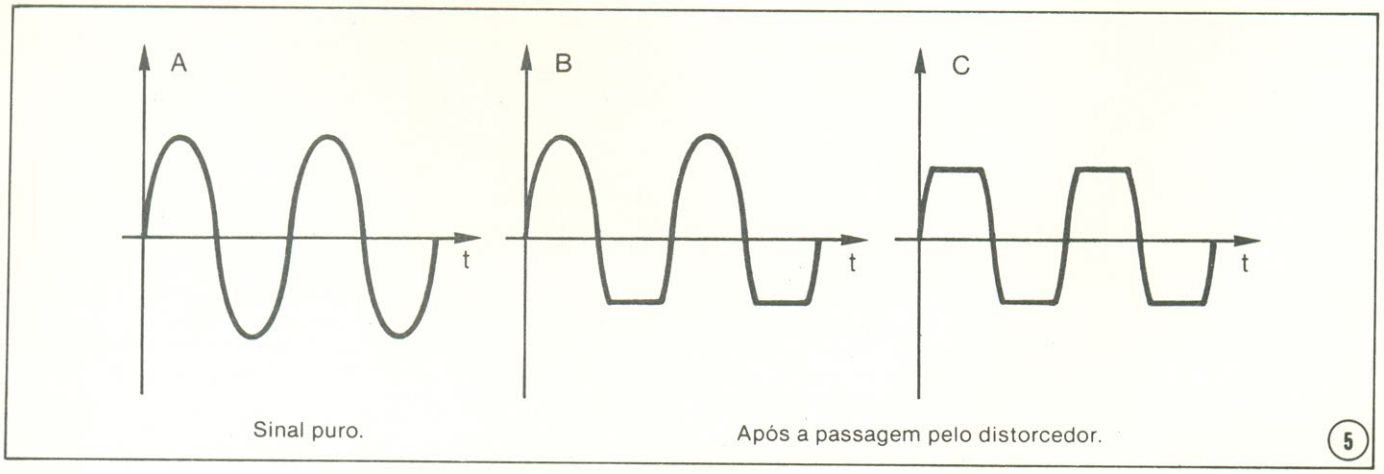
Capacitores
C1 — 50 uF / 15 volts
C2 — 0,047 uF
C3 — 0,01 uF
Resistores
R1 — 1 MOhm
R2 — 4,7 kOhm
R3 — 10 kOhm
R4 — 1 MOhm
P1 — Potenciômetro log. de 1 MOhm
P2 — trimpot de 100 kOhm
Vários
Q1 — 2N2926 ou BC109
Q2 — 2N2926 ou BC109
Ch1 — interruptor
Pilha de 9 volts

© *Copyright Radio Elettronica*



Distribuição de terminais do transistor 2N2926, por baixo.

panham a freqüência fundamental de uma nota emitida. Numa guitarra, onde o sinal emitido é praticamente puro, os harmônicos praticamente inexistem. Veja na figura 5A o sinal emitido, dedilhando uma das cordas de uma guitarra, é uma senóide pura (sinal que não possui harmônicos). Um distorcedor "grampeia" a forma de onda de entrada de tal modo a obter na saída uma forma de onda semelhante à 5B ou 5C. Com essa distorção, os harmônicos aumentam em número e intensidade, tornando o som mais diversificado e rico. O efeito "FUZZ" ao qual nos referi-



Sinal puro. Após a passagem pelo distorcedor.

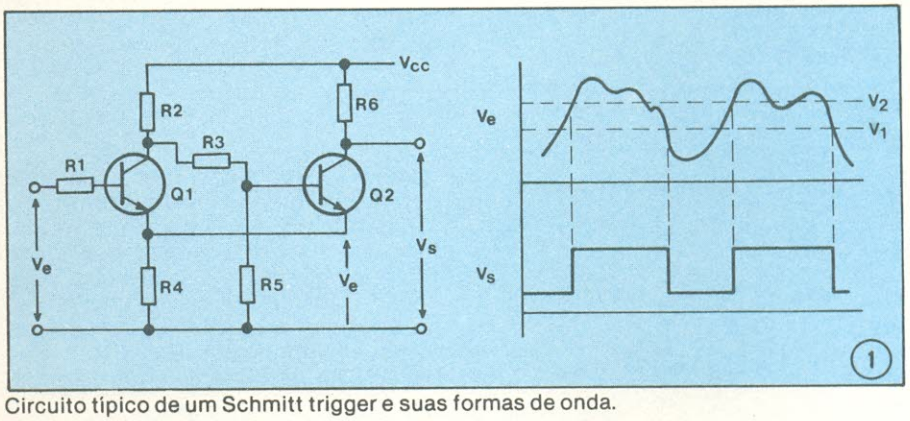
De senóide para onda quadrada com 3 transistores BC107

No laboratório de um diletante ou de um profissional não pode faltar um adequado conjunto de aparelhos de teste e medida. Muitos técnicos dispõem de geradores de onda apenas senoidais, sem o recurso da onda quadrada, essencial nas análises de certos circuitos. Este artigo propõe um circuito de grande simplicidade que, se ligado à saída de um gerador senoidal, transforma-a numa onda quadrada de altíssima definição. Um detalhe: os únicos elementos ativos deste circuito são transistores BC107.

Nos testes feitos em nosso laboratório, este conversor revelou-se extremamente linear numa grama de frequências que vai dos 20 Hz aos 100 kHz. O que significa que aplicando um sinal senoidal na entrada cuja frequência está compreendida na faixa supramencionada, o sinal de saída será uma perfeita onda quadrada.

Sempre no intuito de obter a máxima linearidade, o esquema contém trimpot de ajuste. No protótipo montado em nosso laboratório, a linearidade se mantém dos 70 mV aos 0,5 volts, é possível o uso de um divisor resistivo.

Este nosso conversor se baseia essencialmente num circuito muito difundido e de reconhecida funcionalidade: o Schmitt Trigger. Além desse circuito quadrador, o sinal é acoplado a um biestável.



Circuito típico de um Schmitt trigger e suas formas de onda.

Princípio de funcionamento

É possível, com este conversor, quadrar qualquer tensão alternada não necessariamente senoidal. Neste nosso projeto utilizamos forma de onda senoidal de entrada, mas ele pode ser adaptado a qualquer outro aparelho que alterne ciclicamente a tensão de saída; o que equivale a dizer que mesmo que um gerador senoidal não esteja gerando uma senóide perfeita, na saída do conversor a onda quadrada não terá nenhuma distorção.

Antes de considerar o circuito completo do conversor, vamos estudar as características mais importantes do Schmitt trigger (o coração deste dispositivo). O circuito Shmitt trigger genérico pode ser visto na figura 1, do seu lado estão as formas de onda de entrada e saída.

A utilização mais comum desse circuito é a de definir dois níveis de tensão com qualquer sinal de entrada. Quando a tensão de entrada estiver acima de um potencial V_2, a tensão de saída terá um nível alto. Quando a tensão de entrada estiver abaixo de um potencial V1, a tansão de saída terá um nível abaixo. No caso de um coversor senoidal/quadrado, deve-se fazer com que V_2 e V_1 se aproximem do zero de tal forma que a parte positiva da senóide corresponda ao nível alto de tensão da onda quadrada e a parte negativa de senóide corresponda ao nível baixo da onda quadrada.

Vamos analisar o funcionamento do Shimitt trigger:

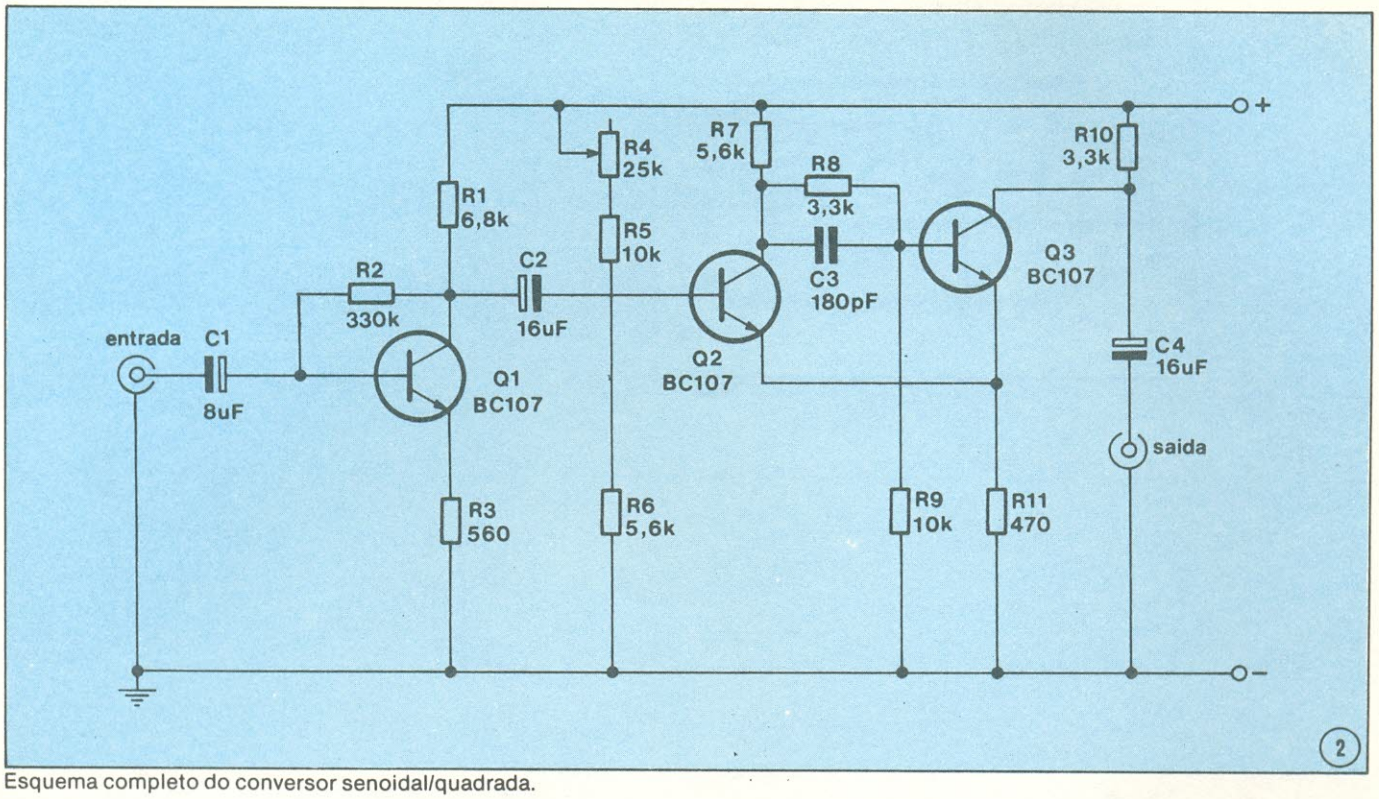
Se a tensão da entrada for nula ou bem abaixo do valor de condução do transistor Q1, este, lógicamente, estará cortado. Com o corte de Q1, a tensão de base de Q2 é dad pelo divisor de tensão formado pelos resistores R2, R3 e R5; mais precisamente pela equação:

$$V_b = \frac{R5}{R2 + R3 + R5} V_{CC}$$

Projeta-se esse divisor de tal forma que nessa situação de entrada, o transistor Q2 esteja saturado.

Se a tensão de entrada começa a atingir o nível de conduçõ do transistor, ocorrerão dois fenômenos simultâneos: o abaixamento da tensão de coletor de Q1, com o consequente abaixamento de tensão de base de Q2 e o aumento da tensão no resistor R3 que eleva os potenciais de emissor de ambos os transistores. Esses dois fenômenos contribuem decisivamente para o corte do transistor Q2. Dessa forma, tão logo a tensão de entrada atinja um determinado nível, a saída comuta de um nível baixo para um nível alto de tensão.

Para que o circuito retorne ao estado inicial, o transistor Q1 deve entrar



Esquema completo do conversor senoidal/quadrada.

em estado de corte, ou seja, a tensão de entrada deve ser menor que a que existir no resistor de emissor. Caso isso se verifique, o corte de Q1 induzirá a saturação de Q2, perfazendo o ciclo.

Observe agora o circuito completo do conversor na figura 2. Como você pode constatar, o circuito é formado de apenas três transistores e alguns elementos passivos, todos eles fartamente encontráveis no mercado.

Esse esquema pode ser dividido em duas partes. A primeira constituída pelo transistor Q1, cuja função é a de amplificar o sinal senoidal aplicado à base desse transistor através do capacitador eletrolítico C1. Depois dessa amplificação inicial, o sinal é aplicado por meio de outro capacitador, o C2, ao segundo estágio do dispositivo: o próprio Shmitt trigger, que executa a tarefa de quadratura do sinal.

O capacitador C3, em paralelo com o resistor R8, tem a função de aumentar a velocidade de comutação do circuito, melhorando, assim, a forma de onda de saída. Como o capacitador apresenta baixíssima impedância a variações bem rápidas do sinal, quando o transistor Q2 estiver comutando, o capacitador colocará praticamente em curto o coletor deste Q2 com a base de Q3, fator decisivo no aumento de definição da onda quadrada de saída.

Também com esse propósito foi colocado no circuito um trimpot (R4) cuja função é a de ajustar a tensão de polarização da base de Q2 num ponto ótimo.

Qualquer tensão de alimentação contida entre 6 e 15 volts pode ser usada sem prejudicar a forma de onda de saída. Essa extensa faixa de valores para a fonte de tansão pode tornar muito útil este dispositivo, caso você adapta-lo a uma fonte interna de algum gerador.

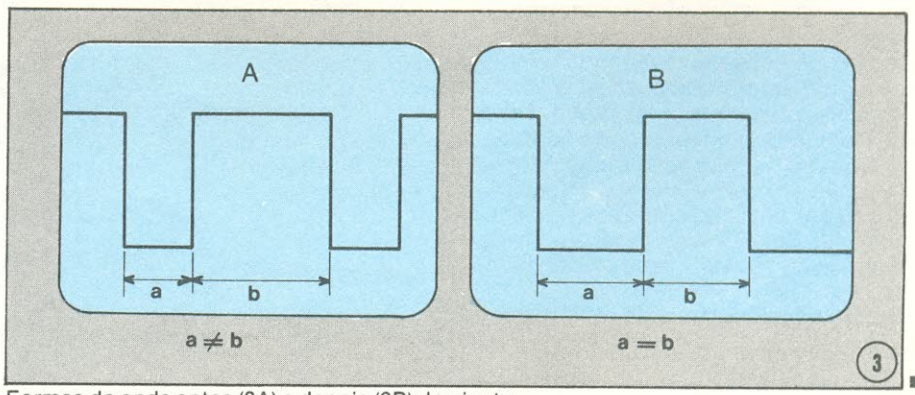
A única operação de ajuste é relativa ao trimpot R4: ajuste de simetria. Para tal, proceda da seguinte maneira: injete na entrada do conversor um sinal de 1000 Hz variando entre 70 e 500 mV. Para um bom ajuste, deve-se ligar a saída do conversor a um osciloscópio.

No primeiro teste deverá aparecer uma onda quadrada não simétrica, parecida com a figura 3A. Variando lentamente a resistência do trimpot, haverá um ponto de simetria que, uma vez alcançado, torna o circuito apto para ser usado normalmente.

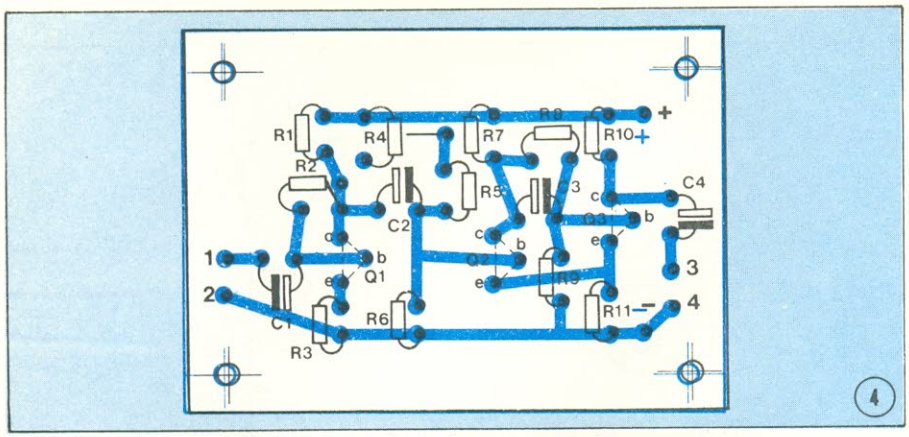
Montagem

Para este circuito, como para a maioria das montagens que temos proposto, "bolamos" uma placa de circuito impresso que significa ao máximo a montagem. A miniaturização deste circuito foi feita prevendo uma montagem no interior de algum gerador senoidal. Nesse caso, além de usar a fonte interna do gerador para alimentar o conversor, basta adaptar uma chave no painel externo que ora ligue o gerador senoidal diretamente à saída, ora conecteo ao conversor.

Os registros devem ser colocados em posição vertical, para economia de espaço. A figura 4 mostra esse circuito impresso visto pelo lado dos componentes.



Formas de onda antes (3A) e depois (3B) do ajuste.



Placa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

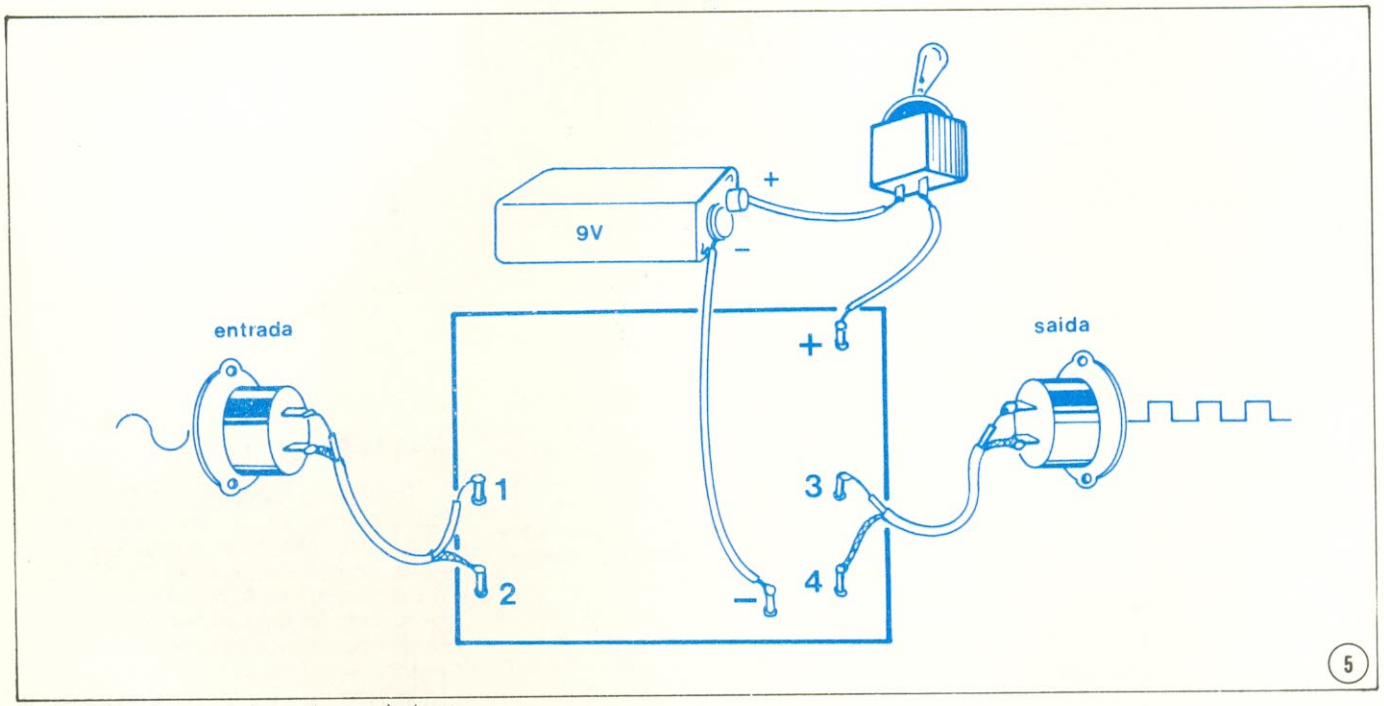
este conversor pode ser usado. A exigência que se faz ao sinal de entrada é que ele seja alternado como, por exemplo, um sinal dente de serra, um triangular ou trapezoidal.

Relação de Componentes

Resistores
R1 — 6,8 kOhm
R2 — 330 Ohm
R3 — 560 Ohm
R4 — 25 kOhm
R5 — 10 kOhm
R6 — 5,6 kOhm
R7 — 5,6 kOHM
R8 — 22 kOhm
R9 — 10 kOhm
R10 — 3,3 kOhm
R11 — 470 Ohm

Transistores
Q1 — BC 107
Q2 — BC 107
Q3 — BC 107

Capacitores
C1 — 10 uF / 12 volts
C2 — 16 uF / 12 volts
C3 — 180 pF
C4 — 16 uF / 12 volts



Ligação dos componentes externos à placa.

Depois de montado o circuito impresso, basta efetuar as ligações externas dos cabos coaxiais, da pilha e da chave liga-desliga. Os terminais 1 e 2 que aparecem na figura 5 se referem à entrada senoidal do circuito, enquanto os terminais 3 e 4 se referem à saída. A pilha de 9 volts (ou os terminais da fonte de tensão de algum gerador ao qual a conversor vai ser acoplado) é acompanhada de uma chave. Caso, porém, você esteja aproveitando a fonte de algum gerador, essa chave é perfeitamente prescindível, já que basta a chave liga-desliga do próprio gerador.

No caso de você estar montando este conversor como um módulo separado, os terminais de entrada e saída devem ser ligados aos *jacks* com os quais você estiver mais familiarizado.

Outras possibilidades de utilização

O conversor possui uma outra característica que deve ser ressaltada: não altera a frequência do sinal de entrada. Esse fato torna o circuito útil para medição de frequência de formas de onda muito bem definidas. Existem certos frequencímetros digitais que só aceitam formas de onda que sejam quadradas. Nesse caso, basta injetar o sinal na entrada do conversor e ligar o frequencímetro à saída. Assim, a leitura se processará normalmente.

Devemos frisar mais uma vez que não apenas em geradores senoidais

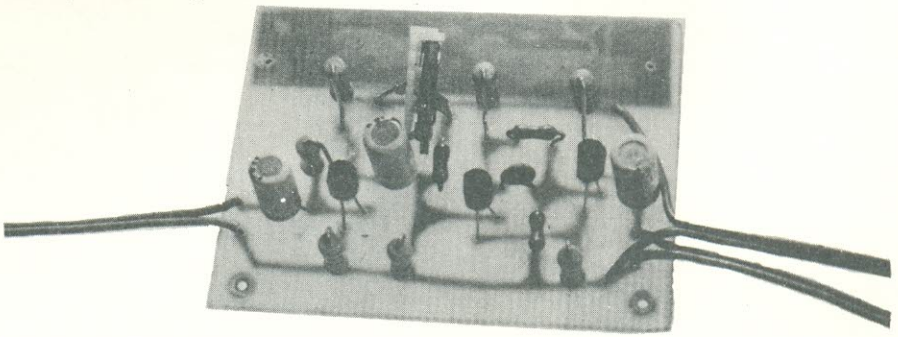


Foto do protótipo montado no laboratório da Nova Eletrônica.

O instrumento que faltava em sua bancada:

O Traçador de Curvas.

As tarefas de manutenção de certos circuitos eletrônicos são possíveis apenas quando se sabe com exatidão o real estado de cada transistor. A prática de manutenção dos circuitos transistorizados revela que o teste das junções com um ohmímetro não é conclusivo, ou seja, é possível que um transistor apresente suas junções em ordem e esteja trabalhando mal (com baixo ganho ou com perda da linearidade da amplificação). Esses defeitos, menos evidentes, são possíveis de captar apenas com um traçador de curvas.

O circuito que passamos a discutir, projetado pela revista italiana Onda Quadra e testado no laboratório da Nova Eletrônica, dá possibilidade de teste de outros componentes como transistores a efeito de campo, transistores unijunção, diodos zener e túnel etc.

As diferenças que existem entre um transistor e outro são referentes ao ganho, à tensão de saturação e de corte, que constituem os parâmetros fundamentais desses componentes.

Sabe-se, igualmente, que para transistores do mesmo tipo podem existir variações significativas nesses parâmetros. Há circuitos que trabalham satisfatoriamente apenas com componentes cujos parâmetros são críticos. Digamos que um receptor super-heterodino, circuito que emprega um transistor, seja ajustado e esteja funcionando perfeitamente com um transistor BC107. Trocando o BC107 por outro do mesmo tipo, é bem provável que o receptor não capte estação nenhuma. É que de um transistor BC107 para outro podem existir diferenças tão flagrantes que os tornem incompatíveis. Ao se lidar com tais circuitos, um instrumento de grande valia é o traçador de curvas. Com ele pode-se obter o desempenho de cada componente e determinar precisamente qual é o mais indicado numa substituição ou num projeto.

Há um conceito totalmente infundado que diz que um transistor ou está funcionando perfeitamente ou está pifado completamente. Os transistores também podem ir-se deteriorando com o tempo. Muitos técnicos verificam apenas as junções dos componentes Não se trata de uma verificação exata, pois o teste das junções pode acusar um transistor em boas condições quando na verdade ele pode ter seu ganho ou sua tensão de saturação bem abaixo dos valores normais.

Uma verificação exata das condições em que se encontra o componente em teste apenas o traçador de curvas pode fornecer.

É comum também os técnicos terem nas mãos componentes sem nenhuma indicação ou sigla. São os componentes xis, não se sabe se pertencem à família dos transistores NPN ou PNP, ou ainda se pertencem à família dos transistores a efeito de campo, ou se são tiristores. Em resumo: nada se sabe. O teste das junções com um ohmímetro não é conclusivo, enquanto a análise da curva característica obtida num traçador de curvas o é.

Se de um lado a medida do ganho em corrente pode ser efetuada mediante o uso de um simples multímetro, é claro que o restante das informações não é tão fácil de obter. A rigor, pode-se levantar a curva característica de qualquer componente apenas com um multímetro, mas, na prática, é um processo trabalhoso demais. Na verdade, o que se deseja é um método de levantamento de informações rápido e não uma série de malabarismos e acrobacias que, na certa, vão dar uma chata dor de cabeça.

Um traçador de curvas permite visualizar mediante um osciloscópio as características estáticas de um transistor, como, por exemplo, na família de curvas ilustrada na Figura 1, que se refere a um transistor PNP de germânio, tendo no eixo das ordenadas a corrente de coletor Ic e no eixo das abcissas a tensão aplicada entre emissor e coletor, Vce, para diversas intensidades da corrente de base, Ib.

O gráfico nos dá seis informações distintas (numeradas na figura 1 de 1 a 6) com os seguintes significados:

1 — Fator "beta" em corrente alternada: coeficiente obtido pela razão entre a variação da corrente de coletor Ic, para uma determinada variação da corrente de base Ib.

2 — Fator "beta" em corrente contínua: coeficiente obtido pela razão direta entre corrente de coletor e corrente de base.

3 — Corrente de coletor na ausência de sinal, Iceo.

4 — Tensão de ruptura, o valor máximo de Vce.

5 —Resistência dinâmica de saída, obtida com a razão entre a variação da tensão de saída (variação de Vce) e a variação da corrente de saída (variação de Ic).

6 — Tensão de saturação, Vcesat.

O que é possível medir?

Como vimos, o ganho de corrente "beta" representa a razão entre a variação da corrente de coletor e a variação da corrente de base, segundo a fórmula:

$$\beta = \frac{\Delta Ic}{\Delta Ib}$$

Analisando o gráfico da figura 1, para uma variação de base de 0 uA para 100 uA (da primeira para a segunda curva), a correspondente variação da corrente de coletor foi de 7 mA.

O ganho de corrente "beta" desse transistor para corrente alternada é obtido por:

$$7 : 0{,}1 = 70$$

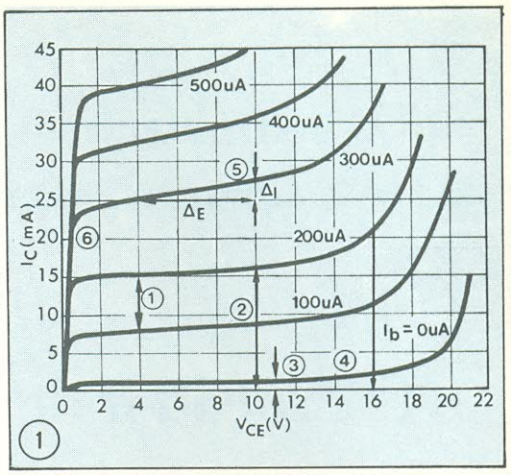
com uma tensão entre coletor e emissor de 4 volts.

É conveniente observar que esse valor obtido é válido apenas para essa parte do gráfico. Para outros valores de corrente de base, a variação da corrente de coletor pode ser diferente (tente verificar). Logo, o transistor não é um dispositivo linear.

O ganho em corrente contínua é dado diretamente pela divisão entre a corrente de coletor e a de base, segundo a equação:

$$g = Ic : Ib$$

Para os mesmos valores do cálculo anterior (Ic — 8 mA, Ib = 100 uA, Vce = = 4,0 volts) o ganho em corrente contínua será dado por:



Família de curvas características de um transistor PNP.

$$g = 8 : 0{,}1$$
$$g = 80$$

Por que motivo existe esta diferença entre o fator "beta" em corrente contínua e em corrente alternada? O motivo consiste simplesmente no fato de que o transistor considerado apresenta uma corrente de repouso não nula (de aproximadamente 1 mA).

Por outro lado, pode-se notar que a família de curvas da figura 1 tende a assumir uma posição vertical para valores maiores de Vce. Todas as curvas tendem a ser assíntotas da tensão de ruptura. No caso deste transistor, a tensão de ruptura está situada entre 16 e 20 V, conforme a corrente de coletor. Qualquer projeto deve levar em conta essa informação.

Esses parâmetros não são os únicos que podem ser calculados a partir da curva característica do transistor. Por exemplo, a resistência dinâmica de saída do transistor (para a quinta curva) é obtida através da equação:

$$Rd = \frac{\Delta Vce}{\Delta Ic}$$

para o caso considerado temos que:

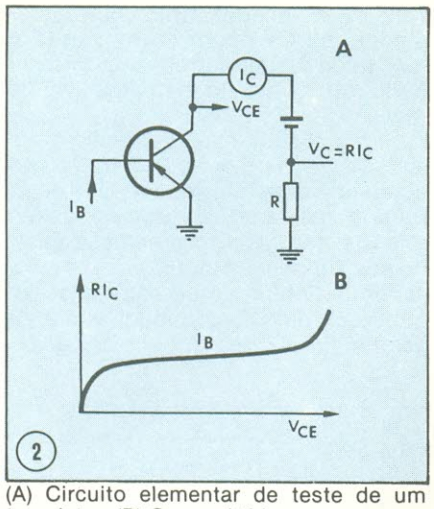
$$Rd = 5 : 2{,}5 \times 10^{-3}$$
$$Rd = 2000 \text{ Ohms}$$

A tensão de saturação do transistor, Vcesat, pode ser obtida com facilidade na sexta curva. Com uma corrente de 20 mA, ela apresenta um valor de cerca de 0,5 volt.

Como se pode ver, temos acesso à maior parte dos parâmetros necessários para o estudo de um circuito transistorizado a partir da curva característica do dispositivo.

Como deve atuar o traçador de curvas?

O traçador de curvas deve fornecer para o osciloscópio uma tensão proporcional a Vce na entrada horizontal e uma tensão proporcional a Ic na entrada vertical. Na tela do osciloscópio devemos ter a corrente Ic como função



(A) Circuito elementar de teste de um transistor. (B) Curva obtida para uma corrente Ib fixa.

Ic.

A montagem elementar para obter esses valores está representada na figura 2A; através dessa figura pode-se notar que Vce é acessível diretamente, e que a tensão

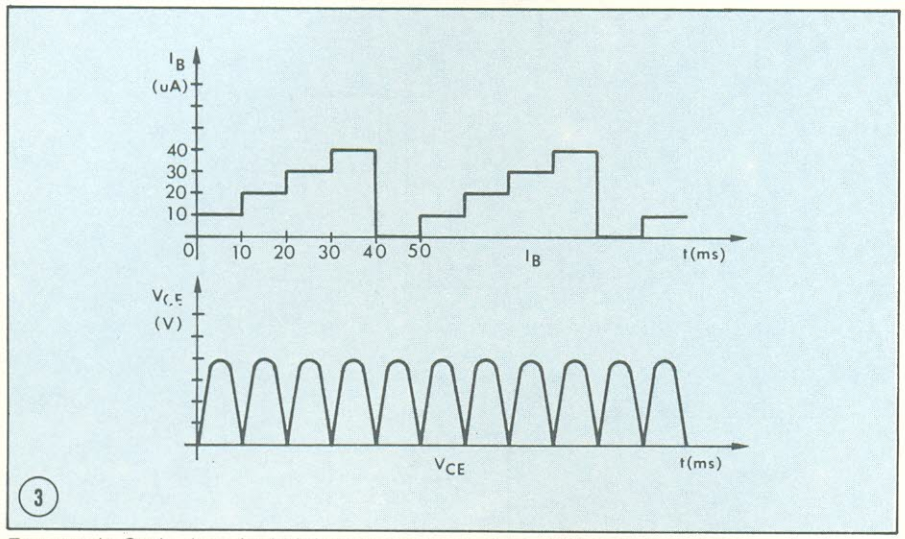
$$V_C = R \times Ic$$

é proporcional à intensidade de corrente do coletor.

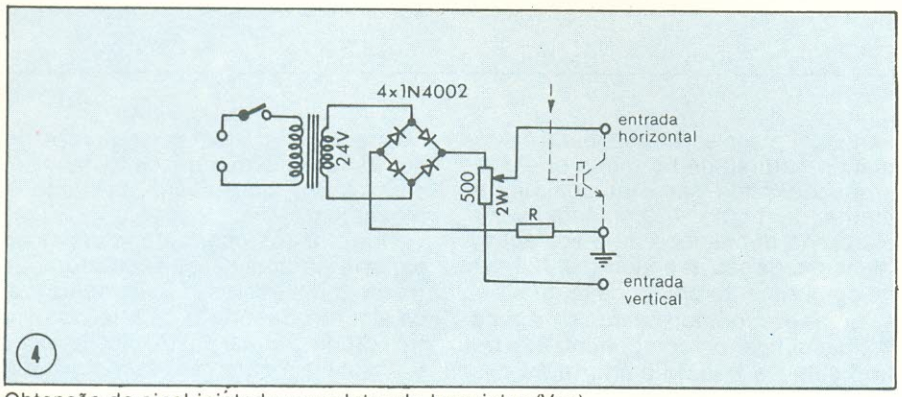
Para cada valor da corrente de base Ib há uma curva semelhante à que se encontra na figura 2B. Para obter a rede completa de curvas, deve-se variar em degraus os valores de Ib dentro dos limites permissíveis para o componente.

Os sinais injetados na base e coletor dos transistores testados apresentam as formas de onda indicadas na figura 3.

Para um determinado número de ci-



Formas de Onda dos sinais injetados na base e no coletor do transistor em teste.



Obtenção do sinal injetado no coletor do transistor (Vce).

de Vce.

$$Ic = f(Vce)$$

Para que isso seja possível, é necessário variar os valores de Vce desde zero até o valor máximo admissível, o que provocará, obviamente, uma variação correspondente da corrente de coletor

clos do sinal de Vce a tensão de base apresenta um valor fixo, saltando um degrau no próximo bloco de ciclos, o que permite traçar toda uma família de curvas, como na figura 1. Na verdade o osciloscópio traça uma curva por vez, mas os sinais são rápidos o suficiente para que a persistência das imagens na nossa retina nos dê a impressão que todas as curvas são traçadas ao mesmo tempo, aliás, como ocorre com qualquer sinal injetado num osciloscópio.

Como funciona o instrumento?

A tensão de coletor é obtida através da retificação de em onda completa de uma tensão alternada de 24 v, fornecida pelo secundário de um transformador, de acordo com o esquema da figura 4. Um potenciômetro de fio, com valor de 500 ohms, e com potência nominal de dissipação de 2 W, permite fazer com que se possa variar a tensão a ser aplicada ao coletor do transistor de zero a 34 v. Uma resistência é ligada em série no retorno à massa desse retificador, para a obtenção do sinal R. Ic.

Um recurso anexo, que descrevemos em breve, permite variar as polaridades para teste de transistores NPN ou PNP, e também corrigir a potência dissipada no transistor em prova.

O gerador de tensão degrau é mostrado na figura 5. Constitui-se de dois transistores inijunção do tipo 2N2646 ou equivalentes, e de um transistor PNP tipo 2N3638 (TO 18), que também pode ser substituído po um outro equivalente.

Na saída pode-se dispor de uma tensão variável em degraus que é injetada à base do transistor em prova.

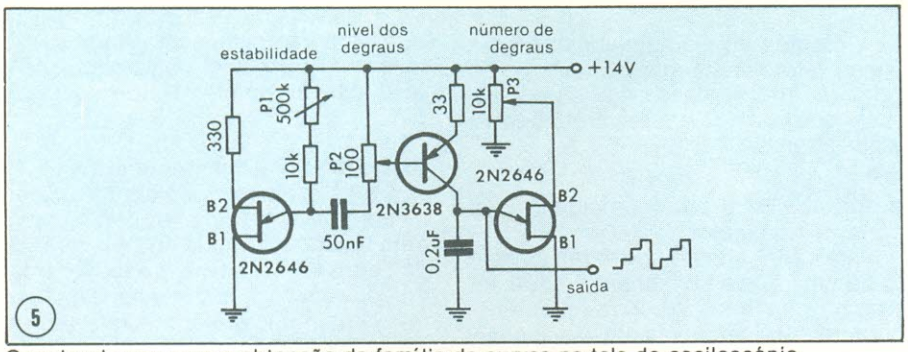
Os potenciômetros P1, P2 e P3 permitem regular respectivamente a estabilidade, o nível e o número de degraus, que corresponde ao número de curvas na tela.

É claro que essa tensão em degraus deve ser sincronizada com o sinal retificado que é aplicado ao coletor. Isso é conseguido graças à ação do potenciômetro P1 e da tensão de ripple remanescente na linha de + 14 v.

A figura 6 mostra o esquema completo do instrumento: como é fácil constatar, o par de transistores BC 237 forma uma montagem Darlington, de tal modo a diminuir a impedância de saída do oscilador em degrau. As resistências que são ligadas depois da chave S2, garantem uma intensidade constante da corrente de base, qualquer que seja a resistência de base do transistor em teste.

O conjunto de resistores ligados à chave S2 permitem ajustar o sinal degrau para que entre um degrau e outro possa haver uma diferença desde 2 uA até 1 mA. As últimas escalas apresentam respectivamente valores de 1, 0,5 e 0,2 v/degrau e são destinadas ao levantamento de curvas dos transistores a efeito de campo (FET).

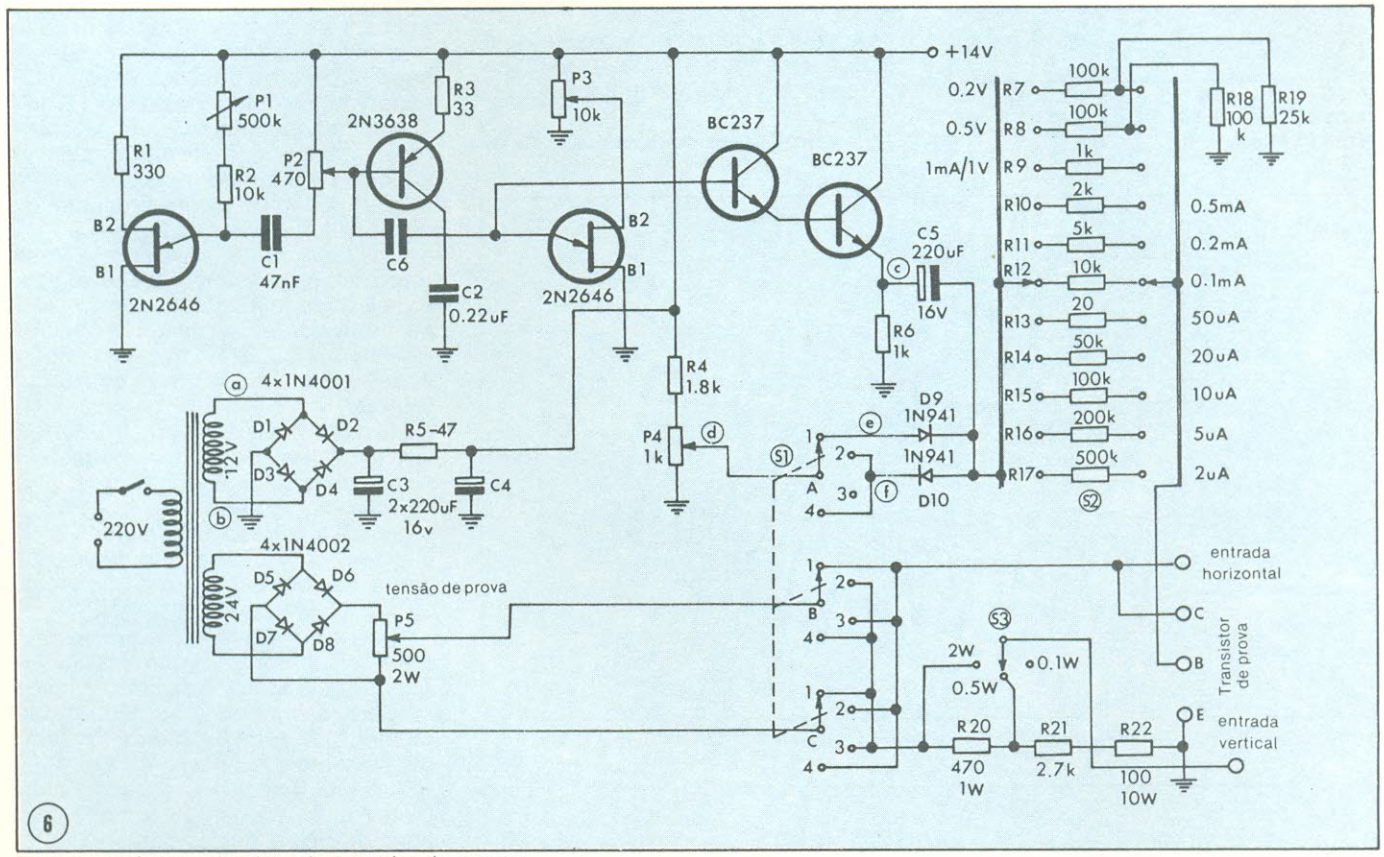
O comutador S1 permite ajustar o traçador para receber transistores NPN ou PNP. Na posição 1 o instrumento traça curvas dos transistores NPN, na posição 2 traça as curvas dos transistores PNP, nas posições 3 e 4 o ➡



Gerador degrau para a obtenção da família de curvas na tela do osciloscópio.

volts especificadas. Com um transformador de 24 V e uma corrente de 500 mA, pode-se enrolar um outro secundário, utilizando fio esmaltado de 0,2 mm.

Para executar essa operação é preciso saber o número de espiras do secundário do transformador de 24 volts. Para tal o secundário deve ser desenrolado e enrolado novamente, contando-se o número de espiras desse enrolamento. O número de espiras do segundo enrolamento é igual à metade do primeiro. Com um pouco de paciên-



Esquema elétrico completo do traçador de curvas.

traçador está apto a testar transistores a efeito de campo.

A chave S3 permite escolher a potência máxima que será entregue ao transistor em teste. Caso você não conheça direito o componente com que estiver lidando, é aconselhável começar da escala mais baixa.

A potência de dissipação pode ser ajustada em três valores: 0,1, 0,5 e 2 w; enquanto que o potenciômetro de 500 ohms regula a amplitude de varredura do sinal na entrada horizontal do osciloscópio (coletor do transistor em teste).

Montagem do Circuito

A parte principal do circuito é montada sobre uma placa de circuito impresso, cujo esboço final é mostrado na figura 7, vista pelo lado dos componentes. A placa está desenhada em tamanho natural, de tal modo que a reprodução pode ser efetuada diretamente da figura 7 (em negativo, é claro). As dimensões da placa acima mencionada são as seguintes: 125 mm de comprimento por 45 de largura.

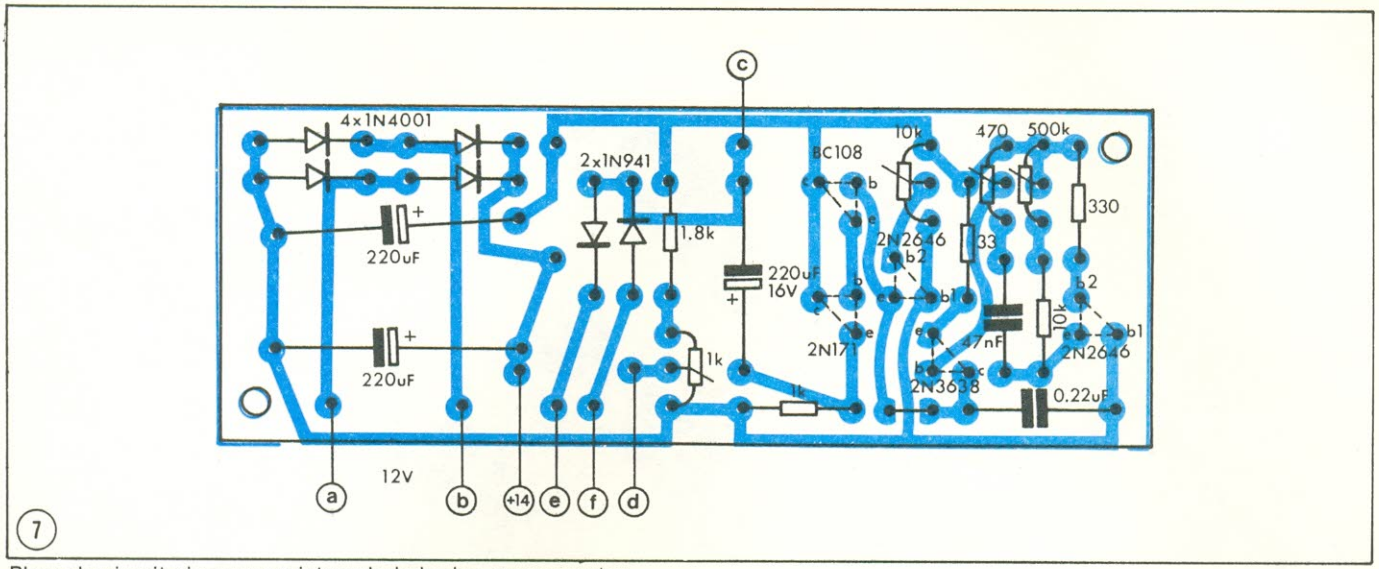
Uma vez montado o circuito impresso, basta ligar os componentes externos como o transformador e as chaves.

O transformador empregado dispõe de dois segundários: o primeiro deve fornecer aproximadamente 12 V com uma corrente máxima de 100 mA enquanto que o segundo deve fornecer uma tensão de 24 volts com uma corrente máxima de 500 mA.

Um transformador desse tipo é raro na praça. Há, porém, um outro modo de conseguir as tensões de 12 e 24 cia pode-se economizar no preço de um transformador que, se fosse mandado fazer, encareceria bastante a montagem.

Outro dado importante refere-se ao suporte no qual serão encaixados os transistores em teste. Existem na praça alguns conectores adaptados com três plugs. Parece ser a solução ideal. É essencialmente necessário evitar o perigo de curto-circuito; caso ocorra, é provável ocorrerem certas danificações no circuito interno do traçador.

A montagem deste circuito não comporta graves problemas, salvo algum contato que exista devido à proximidade entre um ponto e outro do circuito impresso. É conveniente isolar tais pontos com qualquer objeto pontudo de metal, raspando qualquer resto de cobre ou solda que possa existir.



Placa de circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

As soldas, por seu turno, devem ter a menor quantidade de estanho possível. Solda em excesso é um sinal aberto para curto-circuito na montagem.

Uso do Aparelho

O traçador de curvas foi construído visando essencialmente os transistores bipolares PNP e NPN. No entanto, os dispositivos de dois terminais, como os diodos zener e tunel, podem ser testados se convenientemente colocados entre os terminais emissor e coletor, com o aparecimento de apenas uma curva na tela do osciloscópio.

Testes feitos no laboratório da Nova Eletrônica revelaram que o traçador de curvas traça a curva característica de um diodo zener com bons resultados. No caso do diodo zener, se pode também determinar com certa facilidade a tensão de avalanche de um modelo completamente desconhecido.

O osciloscópio deve ser calibrado adequadamente para que as leituras que se fizerem possam ser confiáveis. Por este motivo, faz-se uso de uma tensão de referência e de valor conhecido que é injetado nas entradas horizontal e vertical.

No eixo horizontal pode-se obter diretamente a leitura de Vce, enquanto no eixo vertical a tensão é correspondente à Ic, multiplicado por 10. Por exemplo, o ponto correspondente a uma tensão de 10 V no eixo horizontal e 5 volts no eixo vertical deve ser interpretado como 10 V de Vce e 50 mA de Ic.

Caso o osciloscópio possua um fator de multiplicação na escala vertical (a maioria dos osciloscópios possuem), basta colocar a chave para o fator 0,1 que a leitura será direta. Porém, como os transistores na sua maioria possuem correntes de coletor da ordem de dezenas ou centenas de mA, acreditamos que o fator de multiplicação 1 seja o mais útil.

Relação de Componentes

Resistores
R1 — 330 ohms
R2 — 10 kohms
R3 — 33 ohms
R4 — 18 kohms
R5 — 45 ohms
R6 — 1 kohm
R7 — 100 kohms
R8 — 100 kohms
R9 — 1 kohm
R10 — 2 kohms
R11 — 5 kohms
R12 — 10 kohms
R13 — 20 kohms
R14 — 50 kohms
R15 — 100 kohms
R16 — 200 kohms
R17 — 500 kohms
R18 — 100 kohms
R19 — 25 kohms
R20 — 470 ohms
R21 — 2,7 kohms
R22 — 100 ohms

Potenciômetros
P1 — 500 ohms
P2 — 470 ohms
P3 — 10 kohms
P4 — 1 kohm
P5 — 500 ohms

Capacitores
C1 — 47 nF
C2 — 0,22 uF
C3 — 220 uF / 16 V
C4 — 220 uF / 16 V
C5 — 220 uF / 16 V
C6 — 120 pF

Diodos
D1...D4 — 1N4001
D5...D8 — 1N4002
D9 — 1N941
D10 — 1N941

Transistores
Q1 — 2N2646 UJT
Q2 — 2N646 UJT
Q3 — 2N3638
Q4 — BC 237
Q5 — BC 237

Chaves
S1 — tripla de 4 posições
S2 — 10 posições com duplo contato
S3 — 1 polo com três posições

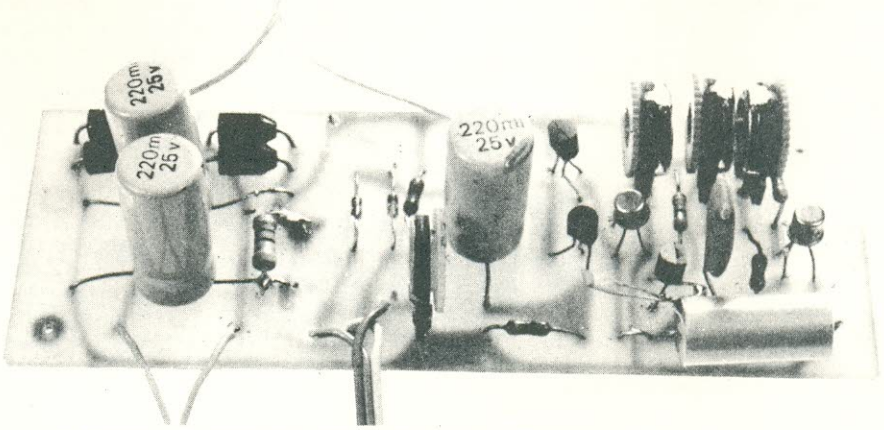


Foto do protótipo montado no laboratório da Nova Eletrônica.

PRANCHETA DO PROJETISTA SÉRIE NACIONAL

Medidor de h_{fe} utilizando multímetro digital

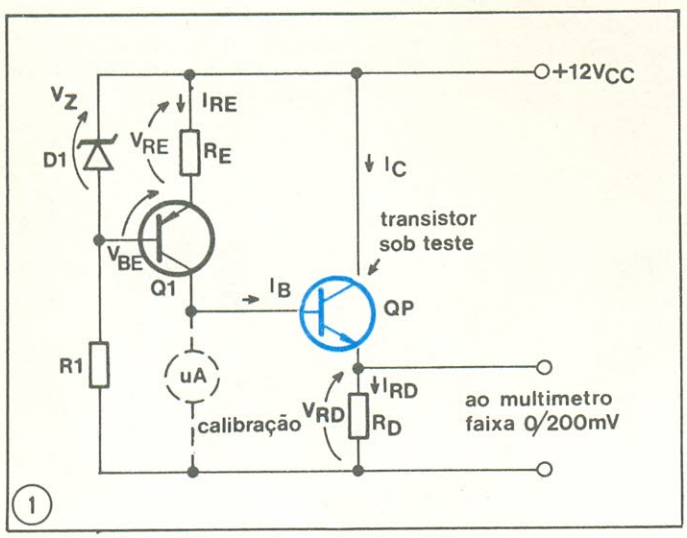
Javier Arteche Alberdi, eng.º eletrônico

O parâmetro mais importante do transistor é o h_{fe}, que define o ganho de corrente do transistor, expressado pela seguinte fórmula:

$$h_{fe} = \frac{Ic}{Ib}$$

A seguir, estudaremos um circuito que permite a medição desse importante parâmetro, utilizando o multímetro digital publicado na Nova Eletrônica.

No circuito da figura 1, podemos definir:



R1 — resistor limitador de corrente de D1, para não ultrapassar as características de potência do mesmo.
D1 — diodo zener de 3,3 volts (1N746).
Q1 — transistor BC307

D1, R1, Q1 e R_E formam uma fonte de corrente constante; QP é o transistor submetido ao teste; e R_D é o resistor detector de I_{RD}.

Conhecendo V_Z, V_{BE} e I_{RE}, procuraremos o valor de R_E, que fixará a corrente constante I_{RE} (a qual é aproximadamente igual a Ib). E Ib, então, será a corrente constante a ser aplicada na base de Q_P.

$$V_Z = V_{BE} + V_{RE}$$
$$3{,}3 = 0{,}7 + V_{RE}$$
$$V_{RE} = 3{,}3 - 0{,}7 = 2{,}6\ V$$

Como $Ib \approx I_{RE}$, temos (escolhendo Ib = 10 µA para nossa fonte de corrente constante):

$$RE = \frac{V_{RE}}{I_{RE}} = \frac{2{,}5}{10.10^{-6}} = 0{,}26.10^{6}\ \text{ohms}$$

Portanto, R_E = 260 quilohms. Mas, para podermos ter condições de calibrar e ajustar Ib, vamos escolher um potenciômetro de valor comercial, de 330 quilohms.

Agora essa corrente constante será aplicada, então, à base do transistor sob teste. E para se obter o valor de h_{fe} na escala de 200 mV de qualquer multímetro (como o publicado na NE, por exemplo), parte-se da seguinte expressão:

$$Ic = h_{fe} \cdot Ib$$

Supondo que o transistor a ser testado tenha um h_{fe} = = 150, a corrente de coletor tomada por Q_P será:

$$I_C = 150 \times 10 \times 10^{-6}$$
$$I_C = 1500 \times 10^{-6}$$
$$I_C = 1{,}5 \text{ mA}$$

Considerando $I_C \approx I_{RD}$ e R_D = 100 ohms, a tensão aplicada ao multímetro será:

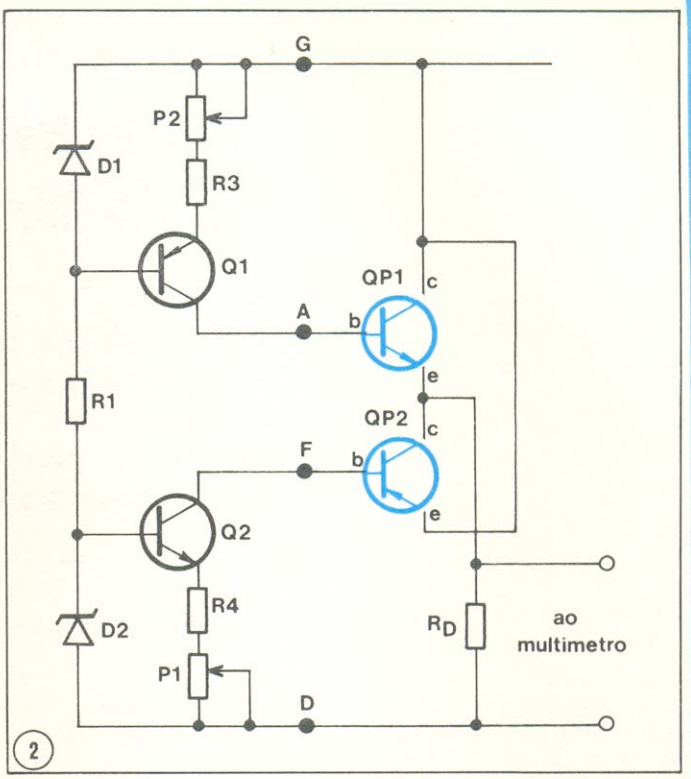
$$V_{RD} = R_D \times I_{RD}$$
$$V_{RD} = 10^2 \times 1{,}5 \times 10^{-3}$$
$$V_{RD} = 150 \text{ mV}$$

Realizamos, assim, uma conversão do h_{fe} do transistor em valores de tensão, que poderão ser medidos na escala de 200 mV do multímetro. Para valores de h_{fe} superiores a 200 (que, convertidos, darão uma leitura maior que 200 mV), comuta-se da faixa de 200 mV para a de 2 V, no multímetro.

Este método de medição do h_{fe} não é muito preciso, mas fornece uma boa aproximação, que não varia mais que 5% do valor real.

Fizemos, até aqui, uma análise primária de medição do h_{fe} (ganho de corrente) em transistores NPN. No entanto, o raciocínio também é válido para transistores PNP. Na figura 2 vemos o circuito prático para se medir h_{fe} dos dois tipos de transistor (NPN e PNP).

Para facilitar a utilização desse dispositivo, poderá ser usada uma chave comutadora NPN-PNP e um soquete, para o transistor sob teste. A confecção da chapa de circuito impresso fica por conta da imaginação dos interessados.



Notas

(a) — Para calibrar a fonte de corrente formada por Q1, ligue entre os pontos A e D um microamperímetro 0-50 µA e ajuste a leitura para 10 µA, por meio do potenciômetro P2.

(b) — Para calibrar a fonte de corrente formada por Q2, ligue entre os pontos F e G o mesmo microamperímetro e ajuste para a mesma leitura, por meio do potenciômetro P1.

(c) — Ao se calibrar as fontes de corrente não deve haver transistores em teste no circuito.

Relação de componentes

R1 — 10 kΩ — ¼ W
Q1 — BC307 (Transit)
Q2 — BC237 (Transit)
R — 100 Ω — ¼ W
P1, P2 — trimpots 150 kΩ
R3, R4 — 180 kΩ — ¼ W
D1, D2 — 1N 746

CASA STRAUCH

TTL DIODOS LINEARES TRANSÍSTORES CIRCUITOS IMPRESSOS
KITS NOVA ELETRÔNICA

Vitória — Espírito Santo
Av. Jerônimo Monteiro, 580 — Tel.: 223-4657

Processo misto beneficia os CIs lineares

Os operacionais que combinam transistores bipolares e de efeito de campo ultrapassam, em desempenho, os operacionais puramente bipolares, a um custo pouco superior.

Rod Russel e Tom Frederiksen, *National Semiconductor Corp., Califórnia*

O mais novo representante da classe dos lineares é o processo BIFET, uma tecnologia mista que permite produzir operacionais monolíticos com uma largura de banda mais ampla, uma *slew rate* mais rápida e uma impedância de entrada bem maior, se comparados aos dipositivos bipolares tradicionais. A abreviação com que se batizou os novos dispositivos — BIFET — é bem apropriada, já que combinam transistores bipolares com transistores FET de junção (BI + FET), na mesma pastilha de silício. Diversos fabricantes já estão produzindo integrados por esse processo, lançando no mercado, além dos operacionais, chaves analógicas, amplificadores de instrumentação e até circuitos de amostragem e retenção.

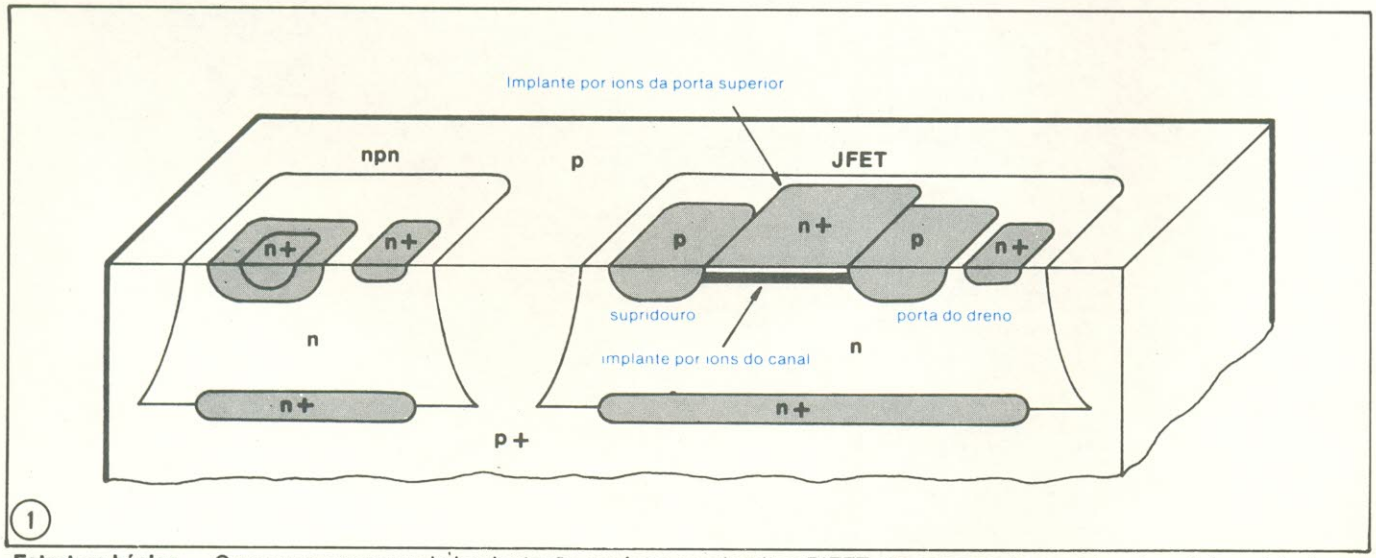
Surgida há poucos anos atrás, a tecnologia BIFET responde, atualmente, por 5% do mercado americano de lineares. Espera-se, também, que em 1980 as vendas de CIs lineares sejam duplicadas, devido justamente aos produtos BIFET. De qualquer forma, várias das grandes firmas de semicondutores estão apostando nessa tecnologia, saindo em busca de inovações nessa área.

BIFET x bipolar

A implantação por íons faz a grande diferença entre os processamentos de lineares BIFET e bipolar convencional. Nos dispositivos produzidos pelo processo misto (figura 1), um implante gera o canal P, entre os contatos do dreno e do supridouro, que são difusões bipolares normais tipo P. O segundo implante produz a região tipo N da porta, sobre aquele canal; a tensão de *pinch-off* (corte) de um JET (FET de junção) é mais ou menos proporcional à intensidade da dopagem presente no canal.

É difícil controlar a tensão de *pinch-off* quando se utiliza os processos de difusão; e "casar" essas tensões em dois JFETs, então, é quase impossível. Pela implantação, porém, é possível efetuar uma contagem dos íons que vão dopar o material, permitindo assim um bom controle sobre a tensão absoluta de corte e simplificando bastante o "casamento" dos JFETs. E, além da tensão mínima de corte, os implantes de baixa concentração permitem a obtenção de tensões elevadas de ruptura.

Em muitos circuitos lineares, a baixíssima corrente de



Estrutura básica — Graças ao processo de implantação por íons, os circuitos BIFET são capazes de combinar transistores bipolares com JFETS, ambos de alto desempenho. Um dos implantes origina o canal P entre os contatos do supridouro e dreno, enquanto o outro cria a região da porta, sobre esse canal.

Uma perspectiva dos lineares de processo misto

Desde que os primeiros dispositivos comerciais surgiram, há mais de 4 anos, os lineares de processo misto ganharam uma sólida reputação, roubando de seus companheiros puramente bipolares boa parte do mercado. Está mais do que provado que os integrados BIFET e BIMOS chegaram para ficar. Tanto que mais de uma dúzia de fabricantes já está utilizando a tecnologia mista, numa grande variedade de aplicações, e a lista continua crescendo. Além de numerosos amplificadores operacionais, essas aplicações incluem multiplexadores analógicos, comparadores, circuitos de amostragem e retenção, chaves analógicas, amplificadores de instrumentação e até mesmo porções analógicas de conversores de dados.

O processo misto logrou combinar transistores de efeito de campo e transistores bipolares no mesmo integrado de silício. Os FETs formam muitas vezes, o estágio de entrada, enquanto os bipolares ocupam os estágios posteriores. os dispositivos denominados BIFETs combinam transistores bipolares com transistores FET de junção e canal P, enquanto os BIMOS utilizam FETs das tecnologias MOS e CMOS.

Em termos de corrente de polarização de entrada, largura de banda e *slew rate,* os operacionais BIFET e BIMOS tem um desempenho praticamente idêntico. No entanto, os BIFET exibem melhores características de ruído e menor deslocamento da tensão de *offset*; e os BIMOS, por outro lado, podem suportar tensões de entrada que variem ao longo de toda a faixa de alimentação, oferecendo uma ampla gama de tensões de modo comum.

O processo de fabricação também varia, de um tipo para outro. Os dispositivos BIFET são produzidos através de implantes de íons, enquanto os BIMOS são feitos por difusão, exigindo uma etapa adicional de máscara.

Devido ao desempenho apresentado pela tecnologia BIFET, vários fabricantes já estão engajados em sua produção, entre os quais podemos citar a National, a Fairchild, a Advanced Micro Devices, a Intersil, a Motorola, a Precision Monolithics, a Signetics, a Texas e a Analog Devices. Entre os fabricantes de dispositivos BIMOS estão a RCA, a Harris Semiconductor, a Siliconix e novamente a Texas.

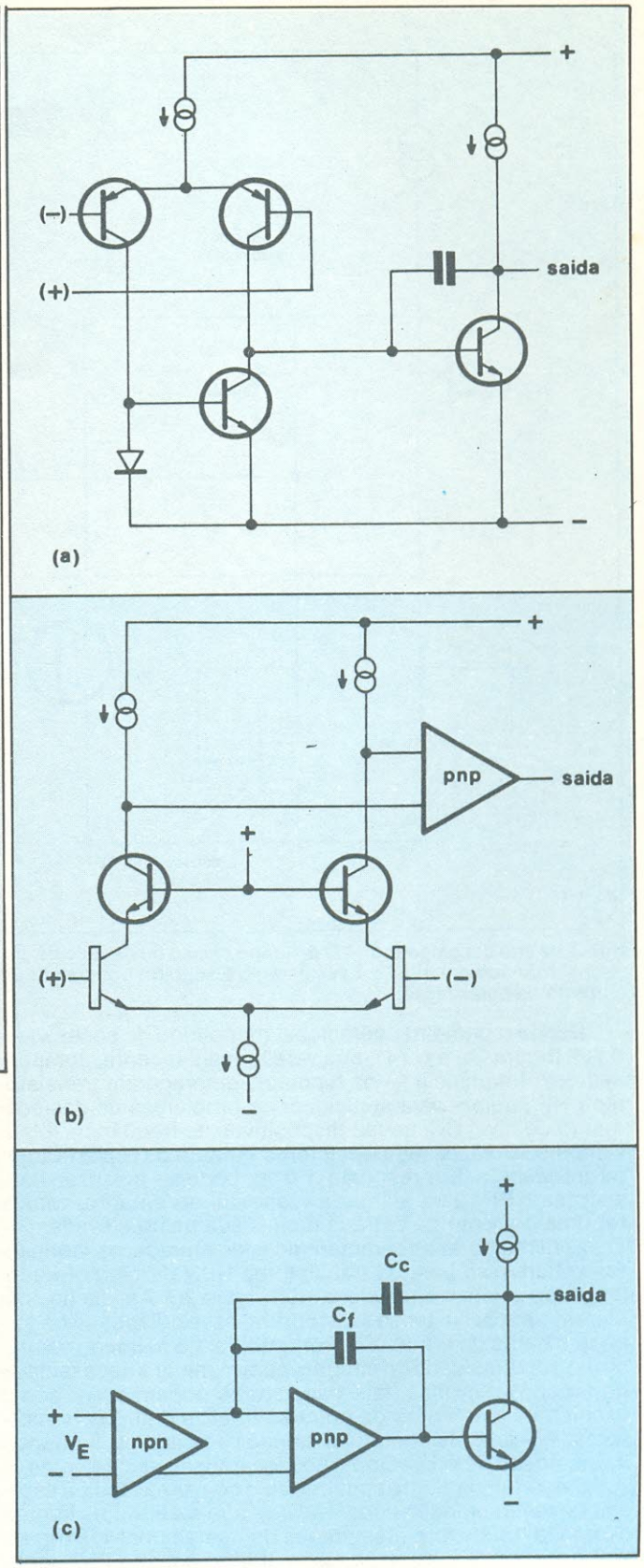
Lucinda Matters

polarização CC de entrada do JFET é, por si só, uma grande vantagem sobre os dipositivos estritamente bipolares. Outro benefício introduzido por esse transistor, até mais importante em algumas aplicações, reside na melhora verificada na resposta em frequência.

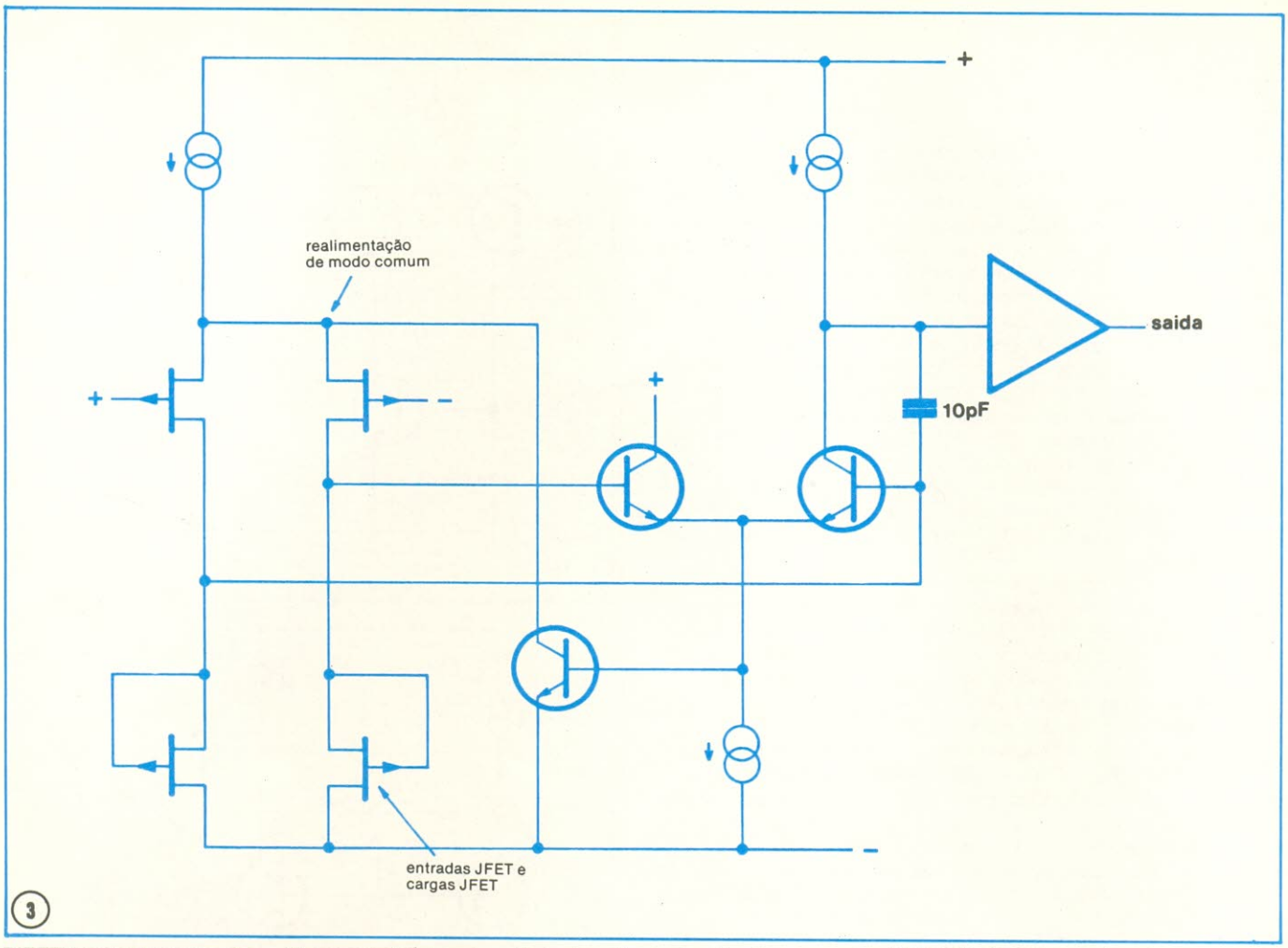
Nos amplificadores operacionais, pode-se melhorar em 20 vezes a *slew rate* (ou limite de velocidade de tensão), mesmo sem aumento na largura de banda. Esse limite, num operacional monolítico compensado em frequência, é proporcional à razão entre a corrente quiescente de polarização e a transcondutância dos estágios de entrada. Assim sendo, a chave para se obter uma *slew rate* elevada está em se utilizar elementos de ganho, no primeiro estágio, que apresentem uma razão elevada entre corrente de polarização e transcondutância. Comparados aos bipolares, os transistores do tipo JFET requerem uma corrente de polarização maior para se obter a mesma transcondutância, o que os torna uma escolha mais adequada para o estágio de entrada.

O operacional monolítico

Fora de dúvidas, os operacionais monolíticos se proliferaram bastante ao longo dos anos, e são encontrados atualmente numa grande variedade de tipos. O motivo de tal popularidade se deve, muito provavelmente, à contínua introdução de inovações em seus circuitos, a fim de corrigir uma ou duas deficiências por vez.



Evolução — Os operacionais bipolares monolíticos encontraram aceitação devido à evolução das inovações feitas nos circuitos. Por exemplo, o 709 (a) incorpora transistores PNP laterais a fim de solucionar os problemas de deslocamento de nível CC; o 108 (b) possui transistores NPN de beta elevado, melhorando assim suas características de entrada; e o 118 (c) emprega uma técnica de realimentação para ampliar sua largura de banda e melhorar sua *slew rate*.



BIFET de alto desempenho — O desenho básico do estágio de entrada do primeiro operacional BIFET (o LF356) consiste de um par diferencial formado por JFETs. Esse estágio é seguido por um circuito diferencial bipolar, cuja função é a de "carregar" simetricamente a corrente de polarização.

Desde o primeiro operacional monolítico de sucesso — o 709 (figura 2a) e o 741, sua versão mais recente, compensada em freqüência — os bipolares empregaram transistores PNP laterais para solucionar os problemas de deslocamento de nível CC; sendo dispositivos de freqüência relativamente baixa, esses transistores limitam a resposta total de freqüência. Em resposta a isso, pode-se polarizar transistores NPN, para alargar a resposta; no entanto, vamos ter uma corrente de entrada demasiadamente elevada.

Para melhorar as características de entrada, os fabricantes voltaram-se para os transistores NPN de beta elevado, lançando assim o operacional 108 (figura 2b). Apesar de possuirem uma baixa tensão de ruptura, esses dispositivos fornecem betas de até 10 000. Portanto, fora o pequeno sacrifício na complexidade do circuito, para eliminar a necessidade de tensões elevadas, tais transistores podem servir como excelentes elementos de entrada. Infelizmente, os transistores PNP laterais continuam sendo necessários, limitando a velocidade do operacional aos mesmos níveis de antes.

O aperfeiçoamento seguinte veio com uma técnica especial de realimentação (*feedforward*), que resultou na largura de banda e *slew rate* melhoradas do operacional 118 (figura 2c). A idéia, aqui, era a de realimentar o estágio PNP lento com o próprio sinal. Apesar de ter alargado significativamente a banda passante, esse desenvolvimento não afetou em nada o tempo de acomodação e a corrente de polarização de entrada.

Não importavam os artifícios utilizados, pois só era possível alterar para melhor uns poucos parâmetros de cada vez. O verdadeiro aperfeiçoamento só viria com um substituto de alta velocidade para o transistor PNP lateral, que não sacrificasse a tensão de ruptura. A tecnologia BIFET é a que fornece tal dispositivo, dando origem a um operacional que oferece excelentes características CA e CC, além de uma rápida acomodação e de um baixo ruído.

O primeiro projeto BIFET

O desenho básico do primeiro operacional BIFET comercial, o LF356 (figura 3), consiste de um estágio de entrada diferencial, formado por JFETs, seguido por outro estágio diferencial, mas constituído por transistores bipolares. Os transistores de entrada são polarizados a uma corrente inferior a I_{DSS} (a corrente de dreno com polarização nula), a fim de se evitar acréscimos excessivos na corrente de entrada, sempre que a tensão diferencial de entrada sofrer uma grande elevação. Desse modo, se a corrente de dreno ultrapassar o valor de I_{DSS}, a junção porta-supridouro do dispositivo será diretamente polarizada.

Para simplificar a polarização em um operacional bipolar comum, faz-se a conversão, através de um "espelho" de corrente (*current mirror*), da configuração diferencial para a normal, bem na saída do primeiro estágio. Tal abordagem, porém, não funciona com o circuito diferencial JFET, pois esse "espelho" bipolar iria fornecer uma tensão *offset* de entrada muito elevada, sempre que o JFET fosse polarizado para a máxima *slew rate*. A baixa transcondutância desses transistores faria com que a entrada excedesse a tensão *offset* do "espelho".

E preciso pensar em outro circuito para efetuar a polarização de um estágio de entrada com JFETs. Para uma polarização similar, JFETs bem "casados" fornecem correntes de dreno bem "casadas", também, sendo úteis, portanto, com cargas tipo fonte de corrente. Um simples curto entre a porta e o supridouro do transistor e temos uma carga fornecedora de corrente, ficando o "casamento" por conta dos JFETs, apenas. Conectados dessa forma, dois transistores atuam como cargas para o estágio de entrada, enquanto um laço de realimentação de modo comum polariza os supridouros desse estágio diferencial. Vemos, assim, que os JFETs podem ser utilizados como elemento de ganho e também como carga, uma opção que está fora de questão, no caso dos bipolares.

O laço de realimentação de modo comum otimiza o desempenho nas operações em CC e CA. Em corrente contínua, o capacitor de compensação de 10 pF aparece como um circuito aberto, e então a realimentação aos supridouros dos JFETs de entrada torna-se de modo comum. No caso de entradas CA, o capacitor de compensação absorve a corrente de saída do primeiro estágio. Já que não há como absorver o sinal alternado presente na outra saída diferencial, o laço de modo comum deve obrigar essa corrente a se anular. Como resultado disso, toda a tensão diferencial de entrada vai aparecer entre os terminais porta-supridouro do JFET de entrada não-inversora, e obtemos assim uma conversão diferencial/normal para entradas CA.

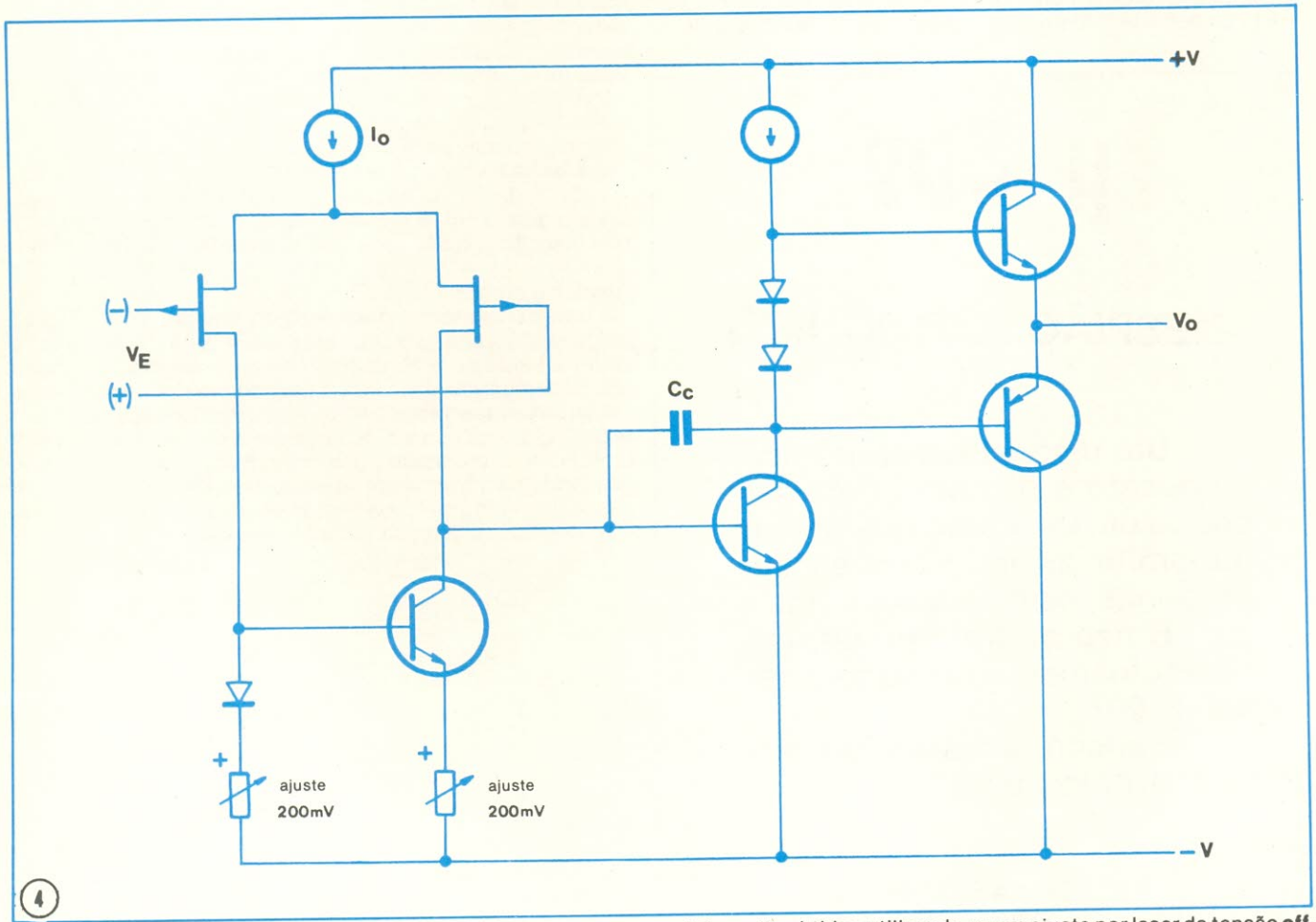
Maior estabilidade

Para que sua estabilidade seja insensível a cargas altamente capacitivas, mesmo até 10 000 pF, o LF356 possui um JFET composto, de banda larga, em seu estágio de saída. Muitos usuários poderiam argumentar de que não pretendem excitar cargas capacitivas, já que não estão trabalhando com detectores de pico ou circuitos de amostragem e retenção. Por outro lado, muitas vezes se exige que o operacional seja ligado a uma extremidade de um cabo coaxial de até 15 m de comprimento; a uns 90 pF por metro de cabo, mesmo pucos metros irão afetar a estabilidade de vários operacionais.

Um outro benefício do LF356, este menos óbvio, está em sua capacidade de ajuste da tensão *offset* de entrada. Nos operacionais bipolares, o zeramento dessa tensão requer ajuste por um potenciômetro externo. Esse método desvia parte da corrente dos resistores de emissor do "espelho" de corrente, no primeiro estágio, o que resulta um "descasamento" dos coeficientes de temperatura dos resistores, elevando o deslocamento do *offset*. Além disso, o caminho de corrente também é afetado, levando à degradação do ganho e da rejeição de modo comum.

Os circuitos de ajuste de *offset* do LF356 evitam tais problemas ao utilizar as correntes diferenciais dos JFETs para modificar apenas a polarização em CC. Essa técnica permite manter o deslocamento de *offset* dentro do limite de 0,5 μV/°C por milivolt de ajuste do *offset*, valor bem superior ao de qualquer outro operacional tradicional, seja monolítico ou híbrido.

Como os elementos ativos que contribuem para a tensão de *offset* também produzem a tensão de ruído, conclui-se que um estágio de entrada projetado para exibir uma baixa



4

Simplificado — Operacionais BIFET menos complexos e caros que o LF356 são obtidos utilizando-se um ajuste por laser da tensão **offset**, diretamente no integrado, ao invés de se otimizar o projeto para um baixo **offset**, como se fazia anteriormente. Um zener e um resistor encarregam-se de impor a corrente de polarização de entrada.

tensão de *offset* tende a produzir uma tensão de ruído reduzida. No operacional BIFET, contribuem para a formação de ruídos os JFETs de entrada e suas respectivas cargas, também representadas por JFETs. E a resistência de ruído desses transistores varia inversamente em relação à transcondutância; felizmente a transcondutância nesse caso deve ser a mais elevada possível, para tornar viável o uso de um capacitor de compensação que permita obter uma divisão de polos efetiva.

Um modelo de baixo custo

Os operacionais BIFET podem ser fabricados também sob a forma de circuitos menores e menos complexos, sem otimização para exibirem uma baixa tensão de *offset*. O segredo, aqui, é utilizar os FETs, que ocupam uma área considerável, apenas no estágio de entrada; o *offset* é ajustado posteriormente, diretamente na pastilha, por meio de raios laser.

Um dos métodos de ajuste de *offset* envolve a fusão de conexões metálicas, localizadas em porções dos resistores dotadas de pesos binários; esses resistores estão ligados ao emissor do "espelho" de corrente. Dessa forma, consegue-se uma maior tensão quiescente sobre tais resistores, o que vai resultar numa contribuição de tensão de *offset* e ruído, por parte dos dispositivos bipolares, não maior que a dos JFETs de entrada.

Por dentro de um BIFET

Na figura 4 podemos ver o circuito básico de um operacional BIFET típico, de baixo custo, encontrado no LF351, no operacional duplo LF353 e no quádruplo LF347. Assim que se estabelece uma corrente de polarização constante, os FETs de entrada exibem uma transcondutância independente da tensão de *pinch-off*. E a fim de manter a largura de banda do operacional independente das variações das características dos FETs, a corrente de polarização de entrada é imposta por um zener e um resistor. Assim, apesar de sua estrutura comparativamente simples, esses operacionais ajustados oferecem uma boa banda passante, um baixo consumo, um pequeno tempo de acomodação, uma boa velocidade de tensão, além das reduzidas correntes de polarização dos JFETs.

Graças à sua ampla banda passante, os operacionais BIFET são elementos ideais para filtros ativos, pelo fato da sensibilidade dos componentes ativos dos mesmos ser inversamente proporcional ao produto ganho/largura de banda dos operacionais com que são montados. Os BIFET, portanto, proporcionam maiores frequências de operação e um fator Q mais elevado, além de sensibilidades reduzidas.

Na aquisição de dados, uma aplicação óbvia para um operacional BIFET é o amplificador de saída dos conversores D/A com saída de corrente, onde se pode tirar proveito do rápido tempo de acomodação e precisão desse dispositivo.

Outra aplicação

Uma aplicação menos óbvia para os operacionais BIFET, em conversores D/A, está em servir como excitador que mantém polarizadas as bases dos transistores de referência. Com o chaveamento de bits, nesses conversores, qualquer pulso espúrio que apareça é enviado de volta à saída desse excitador, limitando o tempo de acomodação de todo o conjunto, se ele não puder se recuperar rapidamente de tais distúrbios abruptos.

Em outras áreas, também, esses operacionais de baixo custo trazem a vantagem dos amplificadores com JFETs. A extensa banda passante de potência e o baixo ruído, por exemplo, fazem deles excelentes componentes para aplicações em áudio, como pré-amplificadores de equalização da curva RIAA, controles de tonalidade e equalizadores de ambiente. Ademais, mesmo as grandes variações de tensão, na entrada, podem ser manipuladas com baixa distorção, graças à baixa transcondutância do estágio JFET de entrada. É um desempenho especialmente útil em altas freqüências, onde o ganho em laço aberto reduzido do operacional força os sinais de entrada a assumir níveis mais elevados.

Apenas o começo

Indubitavelmente, o advento da tecnologia BIFET está oxigenando a área dos CIs lineares. Ela proporciona uma nova ferramenta ao projetista, oferecendo-lhe dispositivos de alto desempenho, a um custo pouco superior ao dos bipolares equivalentes. Mas a melhor parte de tudo isso é que essa tecnologia está apenas começando a oferecer seus benefícios. Num futuro muito próximo, inovações adicionais e novos projetos fornecerão operacionais BIFET com bandas passantes ainda mais amplas, *slew rates* ainda mais rápidas e tensões de ruído cada vez mais reduzidas.

μ-Spy

O ESPIÃO ELETRÔNICO

Um dispositivo eletrônico compacto e discreto. Para ser oculto em um canto qualquer e transmitir as informações necessárias, sem se fazer notar.

E não se trata de um microequipamento do superarsenal de 007.

É apenas mais um Kits Nova Eletrônica, o uSPY.

A VENDA NA FILCRES E REPRESENTANTES EM TODO O BRASIL.

© — *Copyright Electronics International*

Duas versões de uma UCP de 16 bits cobrem as áreas dos micro- e minicomputadores

Masatoshi Shima,
Zilog Inc., Califórnia

A versão mais sofisticada, de 48 pinos, é capaz de endereçar 8 megabytes de memória. Em ambas as versões, a regularidade do conjunto de instruções torna a programação bastante simples.

Qualquer microprocessador teria aceitação imediata se pudesse adaptar-se a aplicações normais de UCPs atuais de 8 e 16 bits e, ao mesmo tempo, apresentasse uma arquitetura avançada, garantindo uma longa vida para sua geração. O modelo Z8000, da Zilog, satisfaz brilhantemente a primeira exigência, e com uma eficiência 10 vezes superior à dos microprocessadores existentes. Para satisfazer a segunda, o Z8000 partiu do microprocessador tradicional, orientado para bytes, e adotou a arquitetura bem mais regular dos minicomputadores.

Incluindo, assim, muitas das características estruturais dos minis, o Z8000 é indicado para as aplicações da área tanto de minicomputadores como de microcomputadores. Para começar, ele é capaz de manipular sete tipos de dados, de bits a correntes de palavras, e oferece oito modalidades de endereçamento. Seus 81 códigos distintos de operação, combinados aos vários tipos de dados e modalidades de operação, formam um conjunto de 414 instruções, mais poderoso que o de muitos minicomputadores. Além disso, esse conjunto exibe um elevado grau de regularidade: mais de 90% das instruções podem utilizar qualquer das cinco modalidades principais de endereçamento, com dados do tipo byte de 8 bits, palavra de 16 bits ou palavra longa de 32 bits.

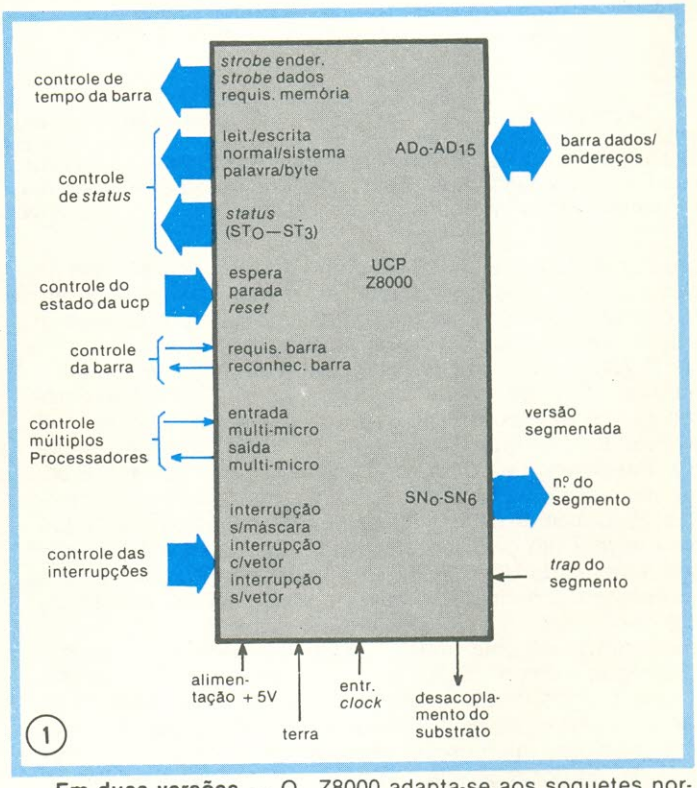
Entre suas possibilidades estruturais, está o grande número de registradores internos — 24, de 16 bits, ao todo — que reduz drasticamente o número de referências à memória na programação. Dezesseis desses registradores são de aplicação geral e, com exceção de um deles, todos podem ser utilizados como indexadores, sem restrições.

Outro detalhe do Z8000 dirigido às aplicações de minicomputadores é a sua grande capacidade de endereçamento direto à memória, que engloba 8 Mbytes. Ao invés de considerá-la como um espaço linear, porém, o Z8000 organiza sua memória sob a forma de 128 segmentos, de 65 536 bytes cada. O espaço segmentado é usado de modo semelhante ao qual o programador se utiliza da memória, pois cada procedimento e espaço de dados, seja local ou global, localiza-se no próprio segmento. Para facilitar ainda mais o uso de todo esse espaço, foi previsto um integrado manipulador de memória, que executa a relocação dinâmica e a proteção necessárias nos grandes sistemas.

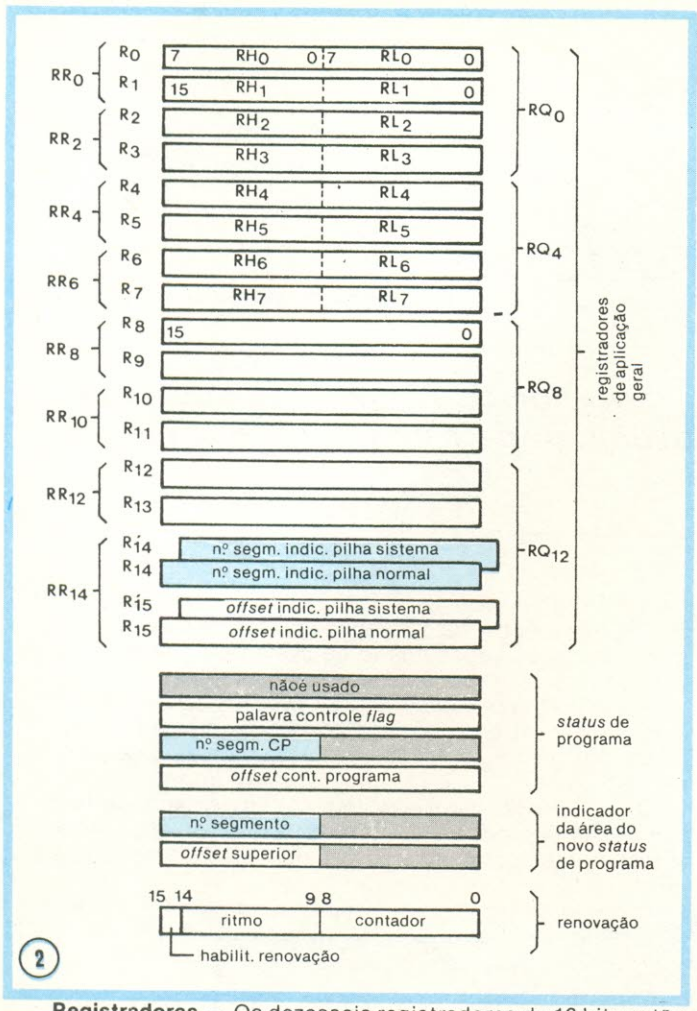
Duas versões

O Z8000 procurou satisfazer, como já vimos, tanto as necessidades de minicomputadores como as exigências já existentes com relação a microcomputadores. Por isso, é oferecido em duas versões: uma delas, de 48 pinos, é a de memória segmentada, contendo 23 linhas que endereçam 8 megabytes; a outra, de 40 pinos, é oferecida com 16 linhas, endereçando 64 quilobytes (o equivalente a um segmento da outra versão). A expansão da versão menor para a maior é garantida pela capacidade do Z8000 de alimentar seus 128 segmentos com qualquer código não-segmentado, empregando uma instrução de carregamento de *status* de programa.

O microprocessador da Zilog, por fim, é capaz de trabalhar sob dois modos distintos de operação — **sistema** e **normal** — mantendo separadas a operação do sistema e a ➡



Em duas versões — O Z8000 adapta-se aos soquetes normais de microprocessadores, em sua versão não-segmentada de 40 pinos, que possui 16 linhas para o endereçamento direto de 64 kbytes de memória. A versão de 48 pinos, muito semelhante a um minicomputador, contém 7 linhas de endereçamento por segmentos e é capaz de endereçar 8 Mbytes de memória.



Registradores — Os dezesseis registradores de 16 bits estão organizados em bytes altos e baixos (RH e RL), palavras longas de 32 bits (RR) e palavras quádruplas de 64 bits (RQ). Quatro palavras, incluindo o contador de programa, contém o *status* do programa, enquanto duas outras indicam a área do novo *status* do programa.

programação das aplicações, como ocorre nos sistemas de computador. Cada modalidade tem sua pilha própria, arranjo que permite isolar características globais, tais como instruções privilegiadas, da programação normal.

O Z8000 foi confeccionado pela tecnologia MOS de canal N e portas de silício, condensando de 17 500 transistores numa área de 6 por 6,5 mm. Sua densidade, de 148 portas/mm^2, ultrapassa bastante a dos microprocessadores anteriores (Veja o quadro "Genealogia do Z8000"). É alimentado por uma só fonte de 5 V e requer, para sua temporização, um *clock* de fase única de 4 MHz (ou 250 ns). Já que para formar um ciclo de memória são necessários ao menos 3 ciclos da UCP, o Z8000 trabalha com memórias que apresentem um ciclo de 750 ns e um tempo de acesso de 430 ns.

Como se vê pela figura 1, além das barras de dados e endereços e das entradas de *clock* e alimentação, o Z8000 possui 6 tipos de barras de controle: de temporização de barra, de *status,* de estado da UCP, de interrupção, de barra e de múltiplos microprocessadores. As três saídas de controle de temporização da barra são responsáveis pela coordenação do fluxo de dados nas linhas de dados e endereços do integrado. Um *strobe* de endereços sinaliza a validade dos mesmos, enquanto um *strobe* de dados fornece os tempos de entrada e saída dos mesmos, em relação à UCP. A linha de requisição de memória conduz um sinal de tempo que facilita a comunicação com a memória dinâmica.

O status da UCP

A segunda barra de controle fornece informações sobre o *status* da UCP. Um linha de escrita/leitura dá o *status* antecipado do ciclo .seguinte, enquanto a linha sistema/normal indica qual dessas duas modalidades da UCP é válida para o ciclo em execução. E a linha palavra/byte, por sua vez, informa se o microprocessador está aceitando 16 ou 8 bits de dados.

As quatro linhas de controle de *status* formam uma palavra de 4 bits que indica vários *status* da barra, incluindo requisição de memória, pilha, busca de primeira instrução e das subseqüentes, reconhecimento de interrupção, operação interna, entre outras.

A barra de controle seguinte é constituída por três entradas de estado da UCP. A linha de *reset* inicializa a UCP; a de espera avisa o microprocessador de que a transferência de dados não foi completada; e a linha de parada imobiliza a operação interna da UCP (apesar da memória dinâmica continuar sendo renovada). A UCP pode ser imobilizada sempre que se busca a primeira palavra de uma instrução.

O controle de todas as barras do Z8000 foi entregue a um par de linhas. Uma delas, a de requisição de barra, quando é levada ao nível "0" instrui a UCP no sentido de colocar suas linhas de endereços e dados, de temporização de barra e de controle de *status* no estado de alta impedância, de modo que outros dispositivos possam se utilizar delas. A UCP, por seu lado, informa que abandonou o controle através da saída de reconhecimento de barra.

Um outro par de linhas é usado, juntamente com certas instruções, para coordenar sistemas com múltiplos microprocessadores. A saída multi-micro libera pedidos, enquanto a entrada reconhece pedidos externos. Desse modo, qualquer UCP de um sistema múltiplo é capaz, por exemplo, de impedir que todas as outras UCPs assíncronas tenham acesso a um recurso crítico.

Existem, por fim, três entradas para interrupções e, na versão segmentada, uma entrada para *traps* (armadilhas). Interrupções, como se sabe, são eventos assíncronos gerados principalmente por periféricos que necessitam da atenção da UCP. E *traps,* para quem não sabe, são eventos síncronos resultantes da execução de instruções específicas, que ocorrem sempre que uma instrução é executada com o mesmo conjunto de dados. Ambos os tipos de evento são manipulados de forma semelhante pelo Z8000.

O microprocessador que estamos analisando é uma máquina orientada para registradores e que coloca, portanto, poucos obstáculos ao uso de seus 16 registradores de aplicação geral. Nenhum deles, com uma única exceção (o indicador de pilha), fica limitado a uma instrução determinada e todos estão livres de restrições especiais. Certas fontes de problemas encontradas em projetos anteriores, tais como acumuladores dedicados, foram evitadas, tornando simples e eficiente a programação. Todos os 16 registradores de 16 bits (R_0-R_{15}) podem ser utilizados como acumuladores. Todos, exceto R_0, podem ser usados como indexadores, registradores-base e como indicadores de memória para endereçamento indireto.

Uma arquitetura flexível para os registradores

Pela figura 2 podemos ver que a flexibilidade dos registradores foi obtida por meio de um arranjo inédito de sobreposições e pares. Os 16 registradores de 8 bits (RH_0-RH_7 e RL_0-RL_7), que podem ser usados como acumuladores, foram sobrepostos aos primeiros 16 registradores de 16 bits (R_0-R_7). Os oito registradores de palavras longas, de 32 bits (RR_0-RR_{14}), são formados por pares, enquanto os quatro registradores de palavras quádruplas de 64 bits (RQ_0-RQ_{12}), que são empregados por algumas instruções, como a de multiplicação, divisão e extensão de sinal, não passam de quartetos de registradores.

Na versão não-segmentada, o último registrador de apli-

Genealogia do Z8000

As mudanças ocorridas na arquitetura dos microprocessadores, desde os dispositivos de primeira geração, foram rápidas e drásticas. Os desenvolvimentos foram ditados pelas limitações da tecnologia e pelas exigências de componentes e programação pelos usuários, alternadamente.

Assim, todas as falhas existentes no primeiro microprocessador de 8 bits, desenvolvido em 1971 (o 8008), eram de ordem tecnológica. O processamento da tecnologia MOS era relativamente recente, então, e impunha limitações à complexidade do circuito. Além disso, os microprocessadores não passavam, na realidade, de extensões de circuitos de calculadora, desenvolvidos por fabricantes de semicondutores e não pelos de computadores. Desse modo, o desempenho e as características deixavam muito a desejar.

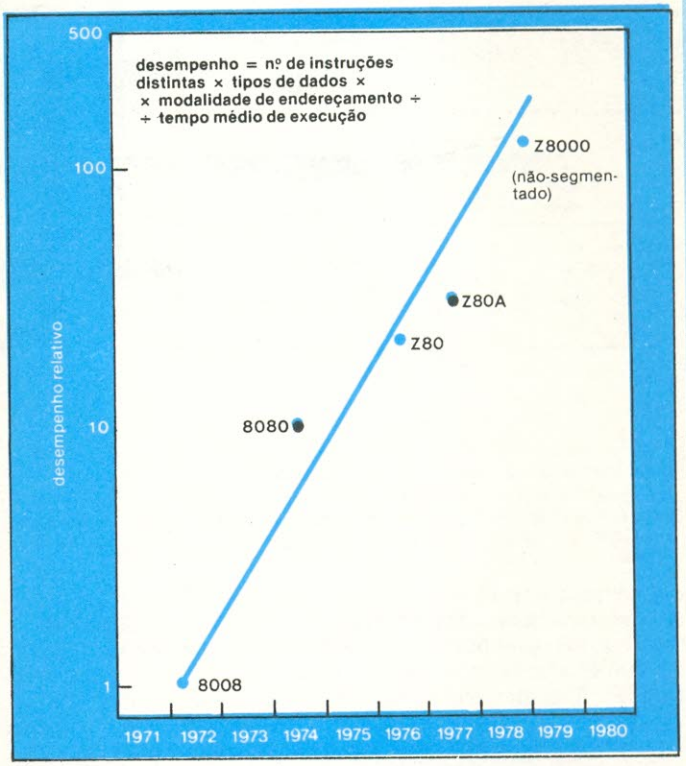
Os avanços na tecnologia do processamento dotaram os projetistas de microprocessadores com uma poderosa ferramenta, que lhes possibilitou criar a geração seguinte: a tecnologia MOS de canal N e portas de silício, que acelerou a operação dos dispositivos em 4 vezes, se comparada ao processo anterior, de canal P. O 8080, nascido em 1974, deu início então à segunda geração de microprocessadores.

Na época em que a terceira geração havia entrado no estágio de projeto, os usuários tornaram-se mais sofisticados, envolvidos que estavam com linguagens de alto nível. As aplicações de processamento de dados ganharam mais e mais popularidade, enquanto era introduzido o sistema de processamento com discos. Esses requisitos de *software* indicavam as áreas que necessitavam aperfeiçoamento: o Z80 foi de encontro a esse problema apresentando características orientadas à programação. Esse microprocessador acrescentou um grande número de instruções às já existentes, além de um segundo sistema registrador, dois indexadores e uma manipulação de interrupções mais aperfeiçoada. No entanto, pelo fato de manter uma certa compatibilidade com o 8080, herdou dele uma série de pontos críticos.

O Z80 marcou, assim a exploração final da estrutura e do formato original de instruções dos primeiros microprocessadores. Qualquer tentativa de se adicionar capacidade a eles iria requerer duas ou três buscas de instruções de 8 bits e o mau aproveitamento do espaço e largura de banda da memória. Além disso, a crescente popularidade da linguagem de alto nível, mais a demanda por um maior espaço de endereçamento, ativadas pela redução no preço das memórias, ultrapassaram as possibilidades dos microprocessadores de 8 bits. As várias tendências que traziam grandes programas, sistemas inteligentes complexos e distribuídos e manipulação avançada de memória, apontavam todas para uma arquitetura de 16 bits.

A Zilog concluiu, nessa época, que um integrado com desempenho de minicomputador jamais duraria uma década, se não contasse com operações de 32 bits e segmentação de memória. E isso levou às escolha do Z8000, para suceder o Z80.

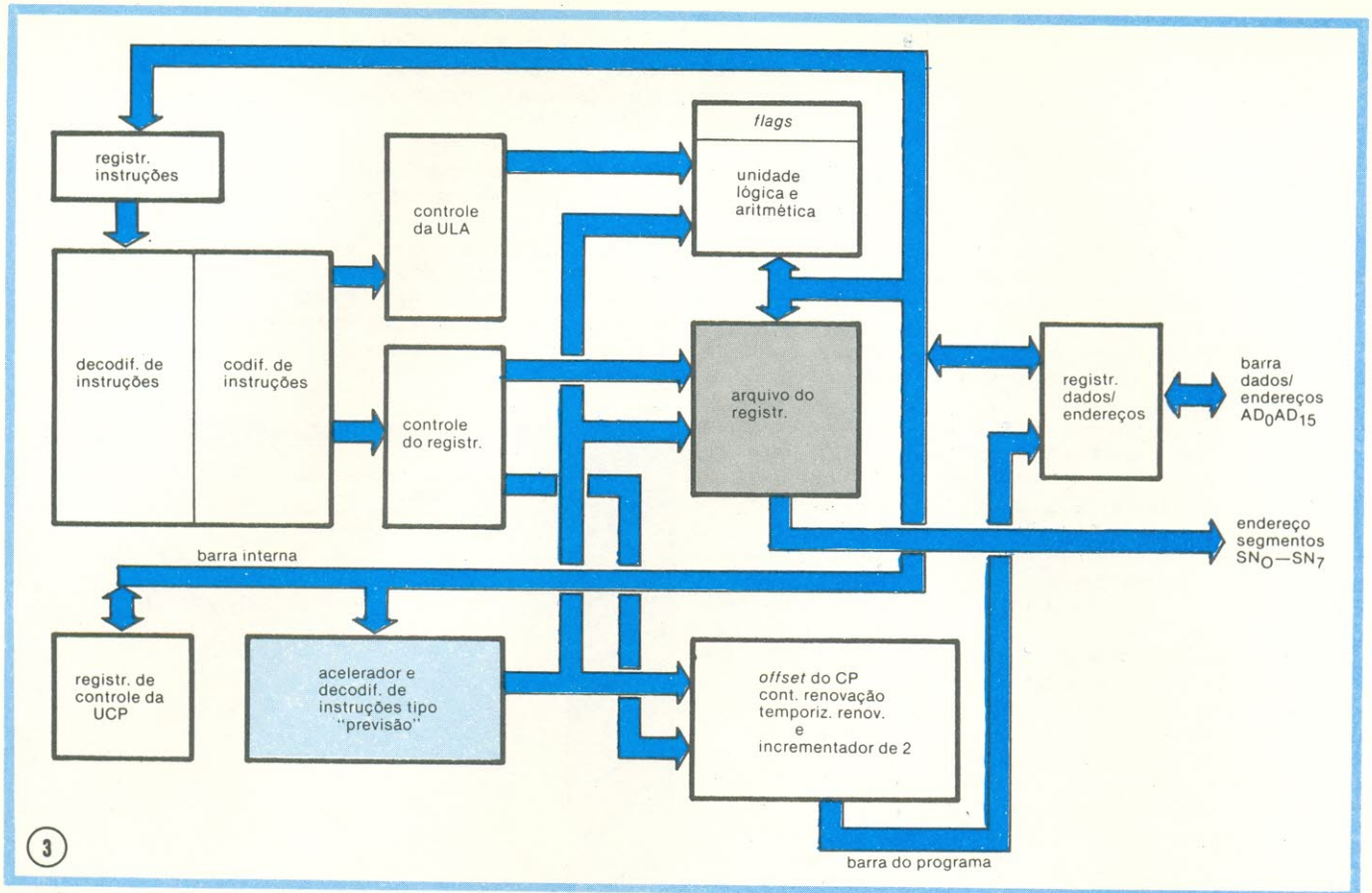
A tabela anexa compara as várias gerações de microprocessadores, enquanto o gráfico indica o desempenho relativo das mesmas. Apesar da equação não fornecer valores absolutos, serve como indicação de *hardware* e *software*, já que leva em conta instruções, endereçamento e dados.



Comparação entre características de microprocessadores

	8080	Z80	Z80A	Z8000
Data inicial de produção	1974	1976	1977	1978
Dissipação em potência (W)	1,2	1,0		1,5
Nº de transistores	4800	8200		17500
Nº de portas	1600	2733		5833
Área da pastilha (mm^2)	22,3	27,1	22,4	39,3
Densidade (portas/mm^2)	72	101	122	148
Nº de instruções*	34	52		81
Combinação do nº de instruções c/ o de tipo de dados	39	60		149
Combinação do nº de instruções, tipos de dados e modalidades de endereçamento*	65	128		414

*Os valores representam um método de contagem um tanto conservador, pois os usuários veem um número bem maior de instruções, na notação da linguagem *assembly*.



Arquitetura — O Z800 melhora sua eficiência através de um decodificador e acelerador de instruções tipo "previsão" (*look ahead*), localizado em sua barra interna. Graças, em parte, à regularidade de seu conjunto de instruções,é possível fazer com que uma instrução comece a ser executada logo que inicia sua entrada no registrador de instruções.

cação geral (R_{15}) faz as vezes de indicador de pilha. Na versão segmentada, essa função é exercida pelos resgistradores R_{14} e R_{15}, sendo R_{14} o responsável pela armazenagem do número do segmento, e R_{15}, pelo *offset*. As únicas instruções que utilizam exclusivamente o indicador de pilha são a de chamada, chamada relativa, retorno, e retorno da interrupção; as instruções *push* e *pop* tem a liberdade de utilizar qualquer registrador como indicador de pilha. Entretanto, as instruções todas tem a possibilidade de manipular o indicador de pilha, já que ele faz parte do grupo de aplicação geral.

As duas modalidades de operação do Z8000 possuem uma cópia do indicador de pilha, como está implícito na figura 2 (registradores R'_{14} e R'_{15}). Apesar das pilhas estarem separadas, seus registradores da modalidade normal tornam-se acessíveis na modalidade sistema através de uma instrução de carregamento de palavra de controle *(load control word)*. A existência de dois conjuntos de indicadores de pilha facilita a mudança de tarefa, quando ocorre uma interrupção ou *trap*. A pilha normal é sempre mantida isenta de informações do sistema, já que a informação preservada na ocorrência de interrupções ou *traps* é sempre transferida para a pilha, antes que o novo *status* de programa seja introduzido.

Além dos registradores de aplicação geral, há também os registradores de *status* de programa, que contém as *flags* (bandeiras), o bits de controle e o contador de programa. Na versão não-segmentada, o *status* do programa é mantido em dois registradores de 16 bits: o primeiro constitui a bandeira e a palavra de controle, e o segundo, o contador de programa. Por outro lado, na versão segmentada, o *status* do programa é representado por quatro palavras: a bandeira e a palavra de controle, um contador de programa de duas palavras e uma última palavra, reservada para uso futuro.

Um outro registrador retém o indicador de áreas do novo *status* do programa, e compreende duas palavras, na versão segmentada, e uma palavra, na não-segmentada. O último registrador, o de renovação, contém um contador de 9 bits, reservado para a renovação automática de memórias dinâmicas.

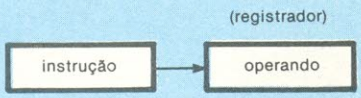
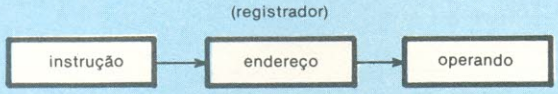
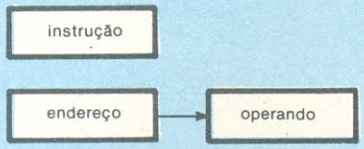
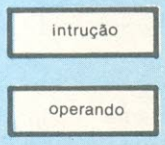
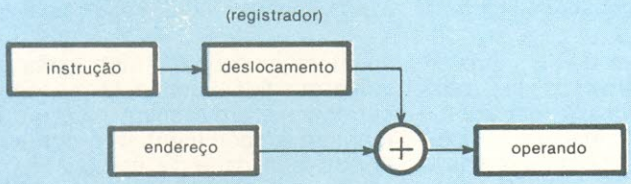
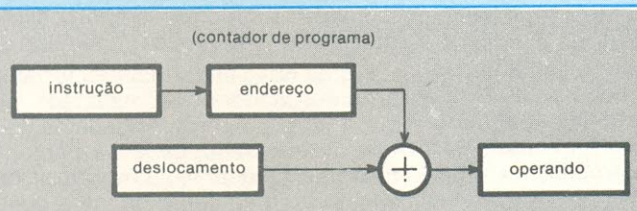
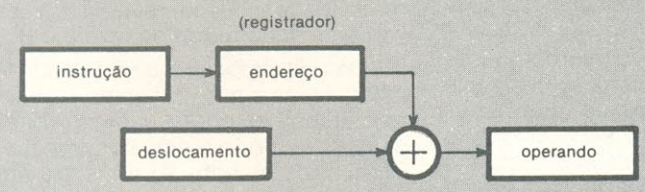
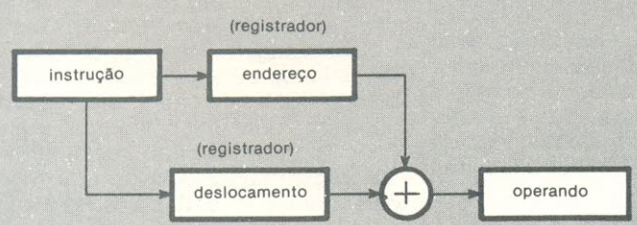
O Z8000 executa suas instruções ao passar por um conjunto de ciclos básicos de máquina: leitura ou escrita na memória, escrita ou leitura de um dispositivo de entrada/saída e execução interna de dados. Como o ciclo da memória toma três ciclos de *clock* para buscar instruções e dados ou para escrever dados na mesma, cada ciclo de máquina leva também um mínimo de três ciclos de *clock;* nas operações complexas, entretanto, pode tomar até o máximo de oito ciclos.

Falando do tempo

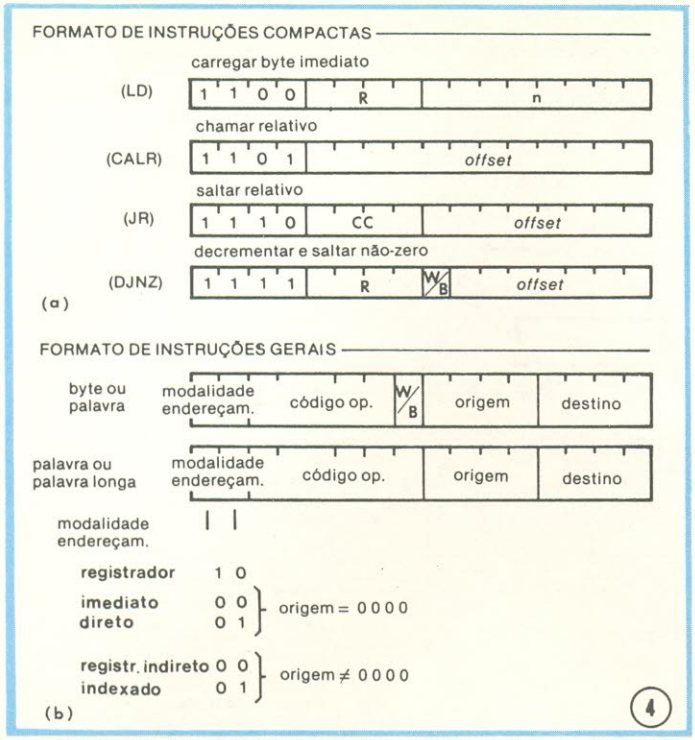
Em termos ideais, para uma boa eficiência, todo o tempo ocupado por instruções deveria ser tempo de ciclos de memória; dessa maneira, não haveria desperdício de ciclos de *clock* em outras fases do ciclo de instrução. Simulações de uma grande variedade de programas práticos demonstraram que, em média, o tempo efetivo do ciclo de memória (também chamado de tempo de utilização da barra ou eficiência da barra) do Z8000 chega a 80% ou 85% do tempo da instrução, e alcançando os 90%, se forem excluídas as instruções de salto. Tal eficiência representa um aperfeiçoamento significante em relação aos 65% ou 70% do microprocessador Z80, de 8 bits.

Uma das razões da elevada eficiência do Z8000 está em seu decodificador e acelerador de instruções tipo "previ-

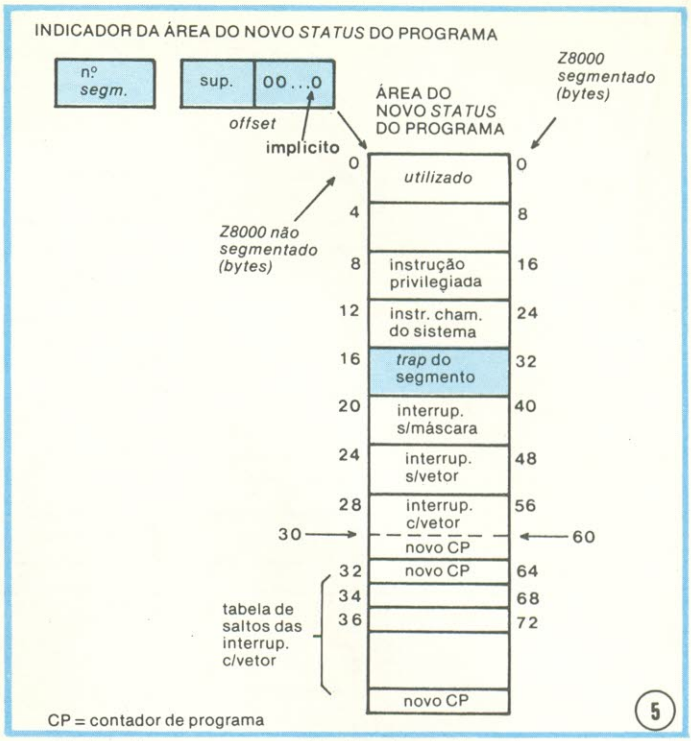
Modalidades de endereçamento do Z8000

modalidade	diagrama	valor do operando
registrador		o conteúdo do registrador
registrador indireto		o conteúdo da localidade cujo endereço está no registrador
endereçamento direto		o conteúdo da localidade cujo endereço está na instrução
imediato		na própria instrução
indexação		o conteúdo da localidade cujo endereço é aquele presente na instrução dad pelo conteúdo do registrador em operação
endereçamento relativo		o conteúdo da localidade cujo endereço é o conteúdo do contador de programa, dado pelo deslocamento na instrução
endereçamento-base		o conteúdo da localidade cujo endereço é aquele presente no registrador, dado pelo deslocamento na instrução
indexação-base		o conteúdo da localidade cujo endereço é aquele presente no registrador, dado pelo deslocamento no registrador

• **Várias modalidades** — Mais de 90% das instruções do Z800 trabalham com qualquer uma das cinco modalidades principais de endereçamento, o que prova a regularidade de *software* do microprocessador. Uma instrução de endereçamento de carga, que aceita todas as oitos modalidades, pode acomodar qualquer outro esquema desejado para se endereçar operandos.



Formatos das instruções — O formato compacto (a) utiliza uma só palavra de 16 bits, é executado rapidamente e economiza memória. O formato geral (b), empregado em bytes, palavras ou palavras longas, especifica a modalidade de endereçamento usando os 2 bits correspondentes e o número do registrador da fonte.



Status do programa — O indicador da área de novo status do programa tem 2 palavras de comprimento. Os 7 bits mais significativos da segunda palavra especificam o início de uma área da memória, da qual foi retirado o novo status de programa, em resposta a interrupções e saltos condicionais (*traps*).

são" *(look-ahead),* que aparece sob a forma de diagrama de blocos, na figura 3. Como o sistema de "previsão" está relacionado à barra interna e graças ao conjunto de instruções, que é muito regular, uma instrução pode começar a ser executada enquanto ainda está sendo armazenada no registrador de instruções.

A "previsão" é um grande passo à frente na eficiência, por exemplo, no caso de endereçamento direto e indexado da memória (o mais frequente modo de endereçamento, depois do endereçamento por registrador), onde o Z8000 não requer ciclos adicionais de *clock* para decodificar a instrução, ao decidir por um *offset* longo ou curto. A instrução *load-register-to-register* (carregamento registrador a registrador) foi otimizada, exigindo agora apenas os três ciclos de *clock* do acesso à memória. Em diversas instruções existe mesmo a sobreposição do tempo de manipulação de dados com a busca da palavra da instrução seguinte.

Ao longo de todo o projeto de seu novo microprocessador, a Zilog dedicou especial atenção à otimização e aceleração de cada instrução, de acordo com sua importância estatística. Algumas instruções e referências de dados foram alinhadas numa única palavra, a fim de expressar sua execução, simplificar a lógica e obter uma faixa mais ampla, quando for utilizada a modalidade de endereçamento relativo.

Para elevar ainda mais a velocidade de operação, além de reduzir a utilização da memória, todas as instruções mais empregadas do Z8000 foram codificadas numa só palavra. E os sofisticados blocos pré-programados e instruções em cadeia são capazes de executar manipulações de dados memória a memória a um ritmo de até 888 000 bytes por segundo.

Instruções adicionais

O repertório do Z8000 foi enriquecido com uma série de instruções valiosas, que não existiam nos microprocessadores anteriores. Entre elas, estão as que manuseiam novos tipos de dados — instruções como a multiplicação e divisão, que lidam com palavras longas de 32 bits — e as que carregam e armazenam palavras múltiplas. Outras, incrementam e decrementam o conteúdo de qualquer registrador ou localidade da memória, em qualquer número de 1 a 16. E, por fim, o desempenho é otimizado por meio de modalidades múltiplas de endereçamento para as instruções de armazenamento, carregamento, *push* e *pop.*

Uma das partes mais importantes do projeto de um microprocessador é representada pelo formato das instruções, já que a complexidade da lógica (e, portanto, o tamanho do integrado) depende bastante da complexidade das mesmas. O ideal seria introduzir uma total regularidade de *software* no conjunto de instruções (caso em que todas as instruções podem se utilizar de todos os tipos de dados e modalidades de endereçamento). Esse foi, então, o objetivo perseguido durante o projeto do Z8000.

Das oito modalidades de endereçamento do Z8000 (veja tabela), as cinco principais — registrador, registrador indireto, imediato, endereçamento direto e endereçamento indexado — podem ser empregadas com todas as instruções, praticamente, excetuando umas poucas, como a de rotação e a de deslocamento. As três instruções restantes — endereçamento relativo, endereçamento-base e indexação-base — tratam de todas as instruções de carregamento e armazenagem. Para se economizar espaço de memória, a modalidade de endereçamento relativo é aplicada também às instruções de salto, chamada, decremento e salto para não-zero. Além disso, algumas instruções possuem modalidades próprias de endereçamento auto-incrementadoras e -decrementadoras. Uma última instrução, a de carregamento de endereço, que utiliza todas as oito modalidades, é capaz de lidar com os mais sofisticados esquemas de endereçamento de operandos.

Formato das instruções

Os formatos adotados para as instruções do Z8000 po-

A família Z8000

Mesmo o sistema mínimo baseado no Z8000 executa instruções com grande rapidez e é fácil de programar. Para estender essas vantagens também a sistemas complexos, já existe à disposição, no mercado americano, uma família de integrados associados. Os membros dessa família são os seguintes:

*A unidade de manipulação de memória Z-MMU, que cuida da segmentação e proteção da memória, além de endereçar traduções.

*O controlador periférico universal Z-UPC, que na realidade é um microcomputador Z8, de um só integrado, usado como um dispositivo programável de aplicação geral para o Z8000.

*O contador e a entrada/saída paralela Z-CIO, constituído por três contadores programáveis de 16 bits, duas portas I/O bidirecionais, de 8 bits e uma porta I/O de 4 bits.

*O circuito de entrada/saída seriada Z-SIO, que possui dois canais duplos e é capaz de manipular protocolos assíncronos e bissíncronos, a ritmos de dados de até 880 kbytes/s.

*O adaptador Z-MBU, que é um *buffer* de 128 por 8 bits, do tipo primeiro-a-entrar/primeiro-a-sair, e que pode se ligado em cascata para conectar processadores assíncronos e paralelos ao Z8000, nos casos de multiprocessamento.

*A memória tipo primeiro-a-entrar/primeiro-a-sair Z-FIFO, também de 128 por 8 bits, utilizada na expansão do Z-MBU ou como *interface* de portas entrada/saída com o equipamento do usuário.

*As memórias RAM Z-bus, uma delas de 2048 × 8 bits, estática, e a outra de 4096 × 8 bits, pseudo-estática. Ambas são empregadas em pequenas armazenagens locais.

dem ser vistos na figura 4. Observe que os dois bits mais significativos da palavra da instrução determinam o formato utilizado, compacto (a) ou geral (b). A adoção das instruções de codificação compacta (uma única palavra) reduz a utilização da memória e acelera a execução.

Enquanto ambos os bits mais significativos não estiverem ao nível "1", ao mesmo tempo, permanece válido o formato geral. Esses dois bits, juntamente com o campo do registrador da origem, na instrução, são suficientes para especificar qualquer uma das cinco modalidades principais de endereçamento. Como se vê na figura 4b, uma especificação de origem toda em nível "0" distingue o endereçamento imediato ou direto do endereçamento indireto ou indexado, já que ambos requerem um registrador de origem. Os campos dos registradores de origem e destino, na instrução, são formados por 4 bits, responsáveis pelo endereçamento dos 16 registradores de aplicação geral.

O Z8000 não conta com instruções aritméticas memória a memória. Por outro lado, ele executa transferências memória a memória através de um sofisticado conjunto de blocos pré-programados e instruções por manipulação em cadeia, além de oferecer as instruções de armazenagem, *push* e comparação imediatas.

Interrupções e traps

As sete interrupções e *traps* do Z8000, tanto externas como internas, estão distribuídas por prioridade. As três interrupções são todas entradas externas: sem máscara e com e sem vetores. Estas duas últimas admitem máscara. Das quatro *traps*, apenas uma é externa: a entrada de segmentos, encontrada somente na versão segmentada, de 48 pinos. As outras três ocorrem sempre que certas instruções, limitadas à modalidade sistema, são chamadas na modalidade normal. A prioridade desses eventos, em escala descendente, foi distribuída da seguinte forma: *traps* internas, interrupções sem máscara, *traps* de segmento e interrupções com e sem vetores.

Assim que surge uma interrupção ou *trap*, o *status* do programa, contido em duas palavras de 16 bits, na versão não-segmentada, e em três palavras, na segmentada,é "empurrado" para o alto da pilha do sistema, seguido por uma palavra adicional; essa palavra normalmente vai indicar a razão daquela ocorrência.

No caso de uma *trap* interna, a palavra-razão é a primeira da instrução que caiu na "armadilha". E no caso de uma *trap* de segmento e para todas as interrupções, a razão é o vetor presente na barra de dados, que é lido pela UCP durante o ciclo de máquina onde se reconhece a interrupção ou *trap*.

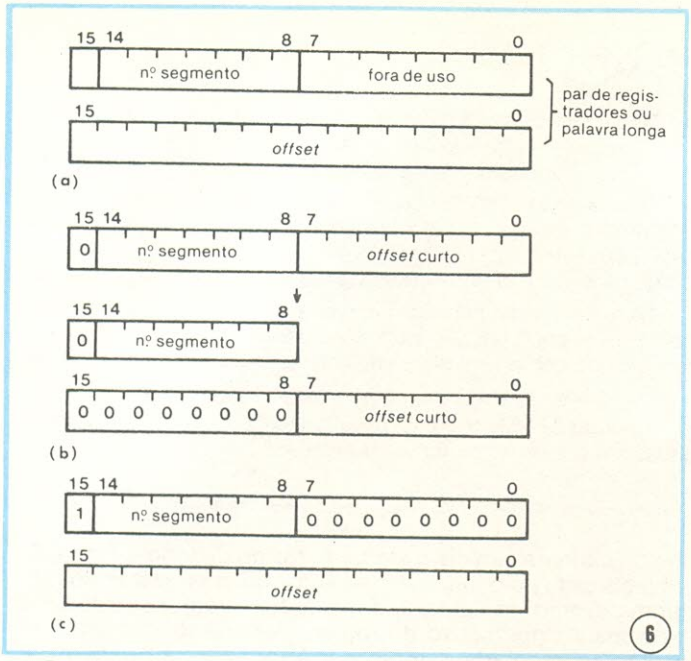
Logo que o *status* atual do programa é levado para a pilha do sistema, um novo *status* é trazido da tabela (figura 5), especificada pelo indicador de áreas do novo *status* do programa. Como na figura 2, o indicador é representado pelo byte mais significativo do registrador correspondente. Na versão segmentada, o indicador é formado por duas palavras, sendo o número do segmento especificado pelos 7 bits mais significativos da segunda palavra. Assim que a interrupção ou *trap* chega ao fim, tem início a seqüência de *reset*, ocasião em que um novo *status* de programa é trazido de uma localidade fixa da memória, no começo do segmento 0.

É para facilitar a separação entre as programações de operação do sistema e de aplicações que existem as modalidades sistema e normal do Z8000. A distinção é feita por instruções privilegiadas, que só podem ser executadas na modalidade sistema e caem nas "armadilhas" *(traps)* quando são encontradas no fluxo da modalidade normal. Essas instruções incluem todas as de entrada/saída, parada, habilitação/inibição de interrupção, carregamento e armazenagem de palavra de controle, carregamento de novo *status* de programa, retorno da interrupção, além de todas as instruções de múltiplos microprocessadores.

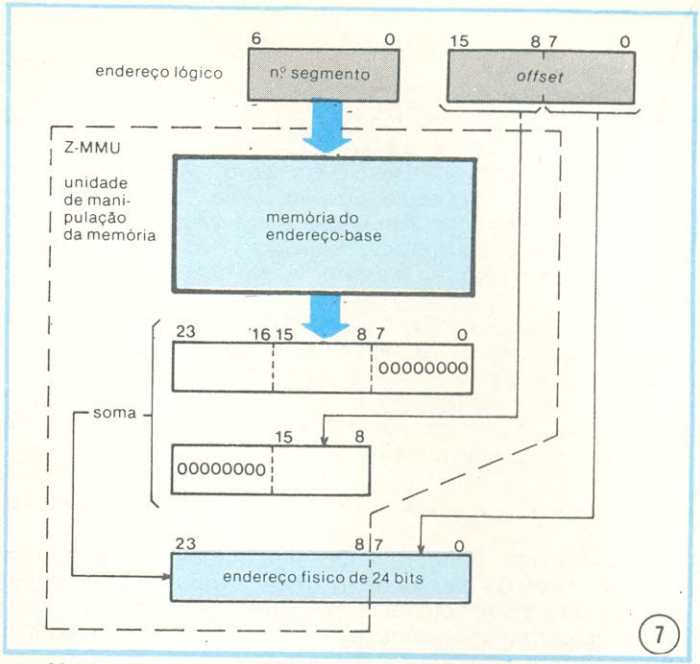
Linguagens de alto nível, sistemas sofisticados de operação, grandes programas e bases de dados, juntamente com a redução do custo das memórias, são fatores que só incentivam a tendência para maiores espaços de memória nos sistemas de microcomputadores. Porém, mesmo quando isso tudo estiver à nossa disposição, surgirão algumas questões: qual será a melhor forma de se ter acesso a uma memória, através do programador? e qual será o mecanismo de manipulação de memória que permite o melhor aproveitamento da memória, em benefício do usuário? Em resposta a isso, o Z8000 propõe um esquema de endereçamento segmentado.

Quando representado num registrador, um endereço segmentado é sempre um par de registradores ou uma palavra longa (figura 6a). As duas palavras podem ser manipuladas separadamente ou juntas, por qualquer das operações com palavras ou palavras longas. Todos os endereços segmentados existentes na memória são palavras longas.

Mas um endereço segmentado numa instrução, contudo, pode ter dois formatos diferentes: ou com um *offset* longo (figura 6c), onde o endereço ocupa duas palavras, ou com *offset* curto, de apenas uma palavra. Este último, mostrado na figura 6b, implica em que todos os 8 bits mais significativos do *offset* sejam "0", e pode ser utilizado sempre que o endereço estiver dentro das primeiras 256 localidades de um segmento. Essa representação permite uma codificação bastante densa dos endereços e é conveniente não só para o endereçamento indexado, como também para o ➡



Representação de endereços — Os endereços segmentados aparecem como uma palavra longa (32 bits), quando representados em um registrador ou na memória (a). Numa instrução, porém, os endereços poderão tanto ser uma palavra simples (b) ou uma palavra longa (c), caso estejam localizados dentro dos primeiros 256 pontos de um segmento.



Manipulação da memória — O integrado Z-MMU de manipulação de memória executa a relocação do endereço lógico para o físico, adicionando o valor *offset* de 16 bits a um endereço-base de 24 bits, associado a cada segmento. Dois Z-MMUs são capazes de manipular todos os 128 segmentos.

ALERT

BARREIRA LUMINOSA E INTERRUPTOR POR INFRAVERMELHO

Uma barreira de luz infravermelha que indica qualquer interrupção em seu feixe, com o atraso de apenas 10 ms.

Por operar no infravermelho, a barreira é invisível à luz ambiente.

Aplicações possíveis: contagem de peças, alarme, interruptor automático, etc.

A VENDA NA FILCRES E REPRESENTANTES EM TODO O BRASIL.

endereçamento direto, quando se utiliza pequenos segmentos de dados ou quando as sub-rotinas tem início na extremidade de um segmento.

O integrado de manipulação de memória

Esses endereços manipulados pelo programador, usados pelas instruções e que surgem na saída do Z8000 recebem o nome de endereços lógicos. Converter os endereços lógicos, que compreendem a concatenação do segmento e do *offset,* em um endereço físico de 24 bits é a função do integrado Z-MMU de manipulação de memória (veja o quadro "A família Z8000").

A transformação do endereço lógico em endereço físico, que recebe o nome de relocação, é efetuada da forma observada na figura 7. Nesse processo, uma origem ou base de 24 bits é associada logicamente a cada segmento; para formar o endereço físico de 24 bits, o Z-MMU acrescenta o *offset* de 16 bits à base, para um dado segmento. Dessa maneira, o Z8000 é capaz de endereçar diretamente metade de um espaço físico de memória de 16 Mbytes.

Além da relocação, esse integrado oferece manipulação de segmentos e proteção contra sobreposições indesejáveis de escrita. Cada unidade aramazena 64 entradas de segmento, que consistem no endereço-base do segmento e seus atributos, seu tamanho e seu *status.* Os segmentos variam, em tamanho, de 256 bytes a 64 quilobytes, em incrementos de 256 bytes. Um par de Z-MMUs, usado em conjunto com o Z8000, pode acomodar todos os 128 números de segmento. Além disso, vários deles podem ser empregados para aceitar várias tabelas de tradução, mesmo que apenas um par possa ser habilitado, por vez.

— Copyright Electronics International

Gemaeffe Comércio Importação e Exportação Ltda.

SANTA EFIGÊNIA NO ABC?

TEMOS O PRAZER DE OFERECER ÀS INDÚSTRIAS, RADIOMADORES, TÉCNICOS, ESTAÇÕES DE RÁDIO, ESTUDANTES, com os melhores preços da praça e atendimento carinhoso:

— *Instrumentos de medição: TRIO, ICE, SIMPSON, HICKOK, CSC, LABO, NATIONAL, B&K, HIOKI, FLUKE, MINIPA, KAISE*

— *Circuitos integrados — diodos, transistores, triac, diac, tiristores, etc. — TEXAS, NATIONAL, FAIRCHILD, RCA*

— *Componentes vários: Joto, condensadores cerâmicos, etc..*

— *Motores, cabeças para gravador e rádio, nacionais e importados*

— *Valvulas industriais e radiofusão: EIMAC — GE — BB — RCA*

— *Condensadores especiais. Digitron — Merctronic*

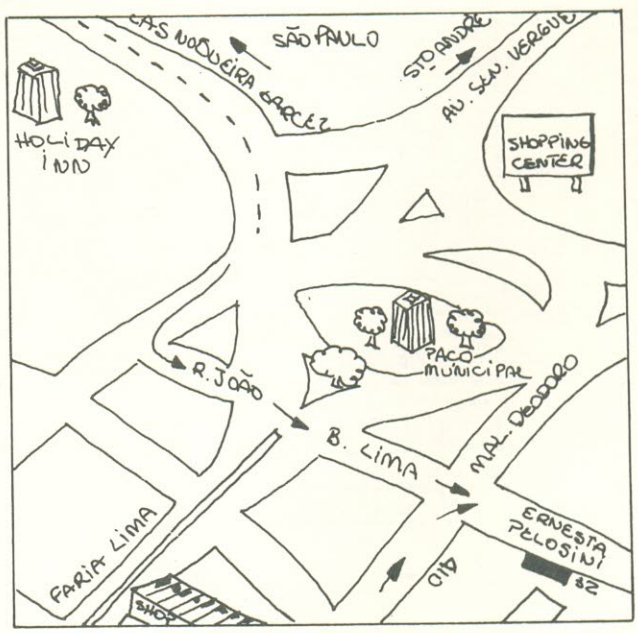
— *Kits NOVA ELETRÔNICA com assistência técnica exclusiva*

— *Componentes industriais DIGITRON*

— *Produtos AEROFIL*

— *Kits e caixas moduladas MALITRON*

— *Transformadores WILLKASON, EASA*



O NOSSO ENDEREÇO?

Rua Ernesta Pelosini, 32 CEP 09700
Caixa Postal 594 Fone: 448 33 61
Telex: (011) 32013 DGTN-BR
São Bernardo do Campo, SP

Assine NOVA ELETRÔNICA por Cr$550,00 apenas. Compre 12 nºs e ganhe inteiramente grátis um destes brindes:

ASSINALE COM UM X

4 nºs atrasados do nº 4 ao 33

4	5	6	7	8	9	10	11
12	13	14	15	16	17	18	19
20	21	22	23	24	25	26	27
28	29	30	31	32	33		

É só fazer sua opção.

Envie-nos o cupom acompanhado de um cheque visado, pagável em São Paulo, ou Vale Postal a favor de:

À EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
C. Postal 30.141
01000 São Paulo, SP.

Em anexo estou-lhes remetendo a importância de Cr$550,00 para pagamento da assinatura de 12 números de NOVA ELETRÔNICA.

Cheque visado nº ..... contra o Banco .....

Vale Postal nº .....

É a primeira assinatura ☐ ou está renovando sua assinatura ☐

OBS.: Não aceitamos Ordem de Pagamento.

NOVA ELETRONICA

CADASTRO DE ASSINANTES

01– Nº CADASTRO (NÃO PREENCHER)

11– CODIFICAÇÃO INDUSTRIAL (NÃO PREENCHER)

02– NOME PRINCIPAL (ASSINANTE)

03– COMPLEMENTO (NOME DA FIRMA)

04– ENDEREÇO (RUA/AVENIDA/PRAÇA ETC.)

05– NUMERO

COMPLEMENTO (SALA/ANDAR/APARTAMENTO ETC.)

06– CEP

07– BAIRRO/VILA

08– CIDADE

09– ESTADO

10– PAIS

12– ☐ CANCELAMENTO

13– ☐ COD. REV.

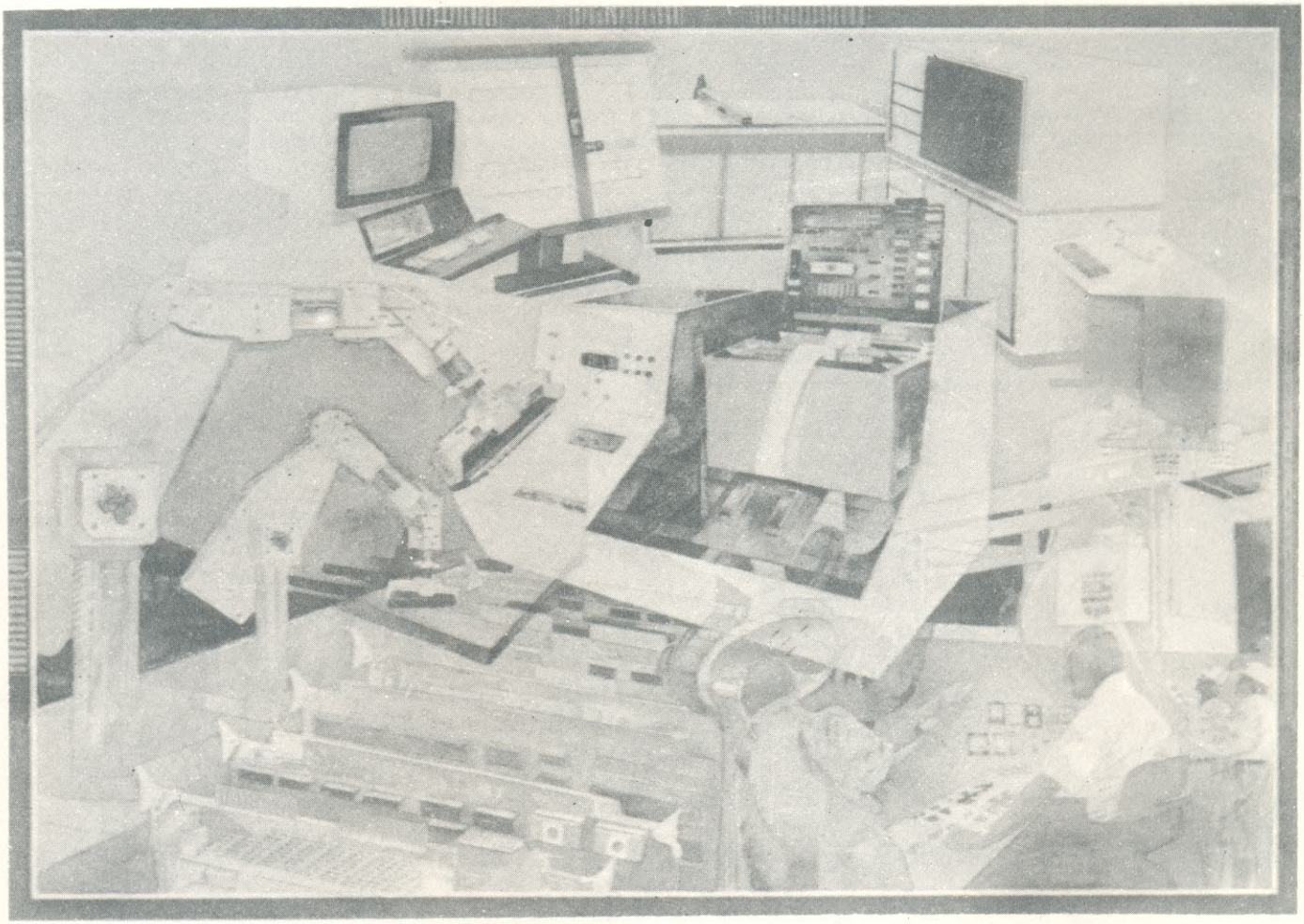
14– INIC. (NÃO PREENCHER) VENC.

8080 para principiantes

Geraldo Coen

11.ª lição

Entradas e saídas analógicas



O microcomputador, como sabemos, é uma máquina digital. Entretanto, em várias aplicações, é requisitado a aceitar dados analógicos variáveis, de forma contínua. Ou, então, a fornecer uma saída analógica. Nesta lição, descrevemos alguns circuitos analógicos capazes de se comunicar com os microcomputadores.

O sistema que vamos analisar, e com o qual culminará esta lição, será capaz de receber sinais analógicos de até oito canais; possui controles de ajuste manual do ganho e polarização de cada canal, que permitem uma ótima resolução digital; e, como era de se esperar, converte os sinais analógicos em bytes digitais, para que o microcomputador possa processar as informações recebidas. Após o processamento digital, essas informações poderão voltar à forma analógica, para que sejam submetidas a medições, controles ou testes, através de instrumentos analógicos.

O projeto escolhido para representar a comunicação analógica com o microcomputador é o chamado Multiplexador de Dados, responsável pela monitoração fisiológica (em eletrocardiógrafos, transdutores de pressão, etc.) em laboratórios médicos. Esse aparelho, além disso, pré-processa as informações e ainda remete dados periodicamente a um grande computador central, sob pedido.

Os amplificadores de entrada analógica

O amplificador de um só canal que vemos na figura 1 aceita sinais analógicos simples ou diferenciais. O primeiro estágio é composto por um amplificador diferencial convencional, cuja entrada não-inversora está ligada ao terra de saída da fonte de sinais. Essa configuração permite que esse amplificador responda à diferença entre suas entradas "+" e "-", o que tende a concelar o ruído do laço de terra. O resistor de 100 quilohms, colocado entre os dois terminais de entrada, assegura uma saída nula nesse estágio sempre que seus terminais de entrada estiverem em aberto. O ganho total, aí, é de -1.

O segundo estágio conta com um controle de ganho, que possibilita o ajuste manual do mesmo, na faixa de —0,5 a —5; observe que a inversão do sinal, no segundo estágio, restabelece a polaridade original de entrada. Um segundo controle estabelece o nível da tensão de saída entre +5 e —5 V (a tensão de saída está limitada à faixa entre +10 e —10 V, após o que começa a haver corte no sinal).

Os controles, desse modo, podem ser calibrados de forma a fazer com que uma certa tensão analógica de entrada dê origem a um resultado digital pré-estabelecido. Pode-se ajustá-los, também, de forma que a faixa de tensões de entrada corresponda aproximadamente à gama do conversor analógico/digital (A/D) que será ligado ao amplificador; assim, obtém-se uma boa resolução digital.

Para exemplificar, vamos supor que o conversor A/D manipule tensões na gama de +5 a -5 V (ou seja, uma faixa total de 10 V); se os valores dos componentes forem os da figura 1, esse amplificador será capaz de "adaptar" ao conversor sinais com valores pico a pico situados entre 2 e 20 volts. Todos os sinais intermediários da faixa +5/-5 V também poderão ser facilmente acomodados pelo amplificador. E saiba que, mesmo depois de realizados os ajustes de ganho na etapa analógica, para uma dada resolução, é possível efetuar mais ajustes, desta vez sobre os dados digitais, por intermédio do microprocessador.

O único capacitor do circuito permite que o segundo operacional funcione como um filtro passa-baixas, desviando sinais e ruídos que estejam acima da gama de freqüências de interesse. Numa aplicação médica, como aquela que citamos, é ideal, também, que o circuito apresente uma atenuação gradual de seu ganho, em relação à freqüência. Para certas aplicações particulares, poderá ser necessário um filtro ativo de ordem superior.

Em sistemas de oito canais, será Preciso utilizar oito amplificadores iguais ao descrito.

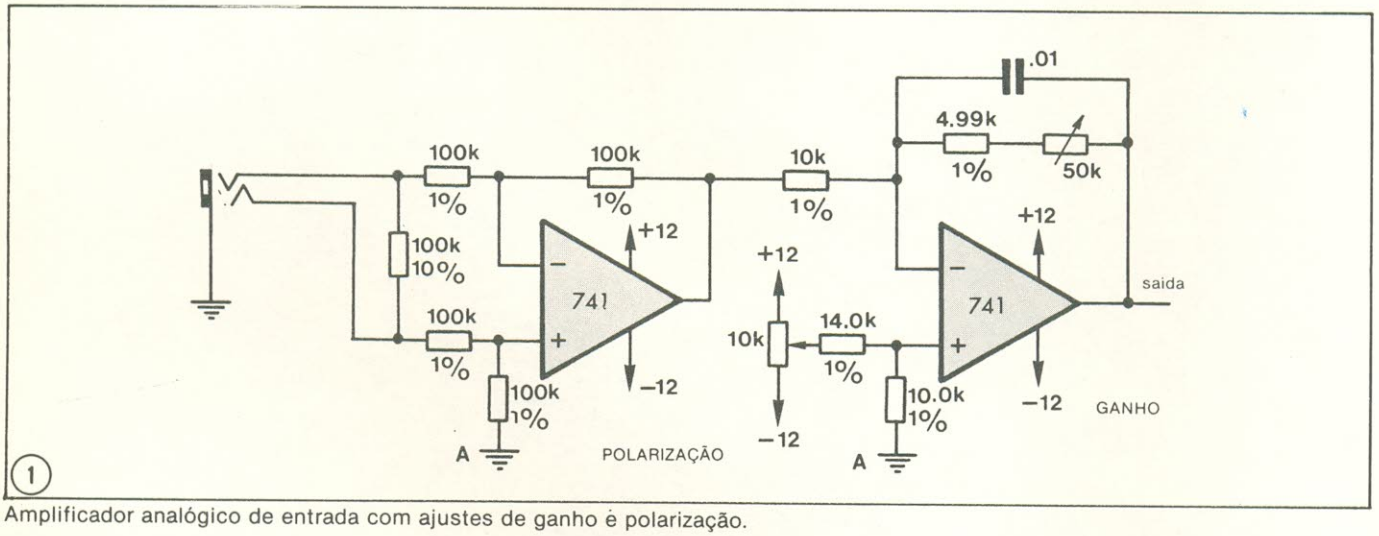
Conversor A/D rastreador, de um canal

Na figura 2 aparece um conversor A/D adaptado a sistemas de microcomputadores, e que exige uma única entrada analógica. A exemplo de muitos outros conversores similares, tal circuito produz um sinal digital composto por 8 bits (um byte), que vai alimentar um conversor D/A; a saída analógica liberada por este conversor é então comparada à entrada analógica, gerando um sinal digital de erro, utilizado para retocar o byte original.

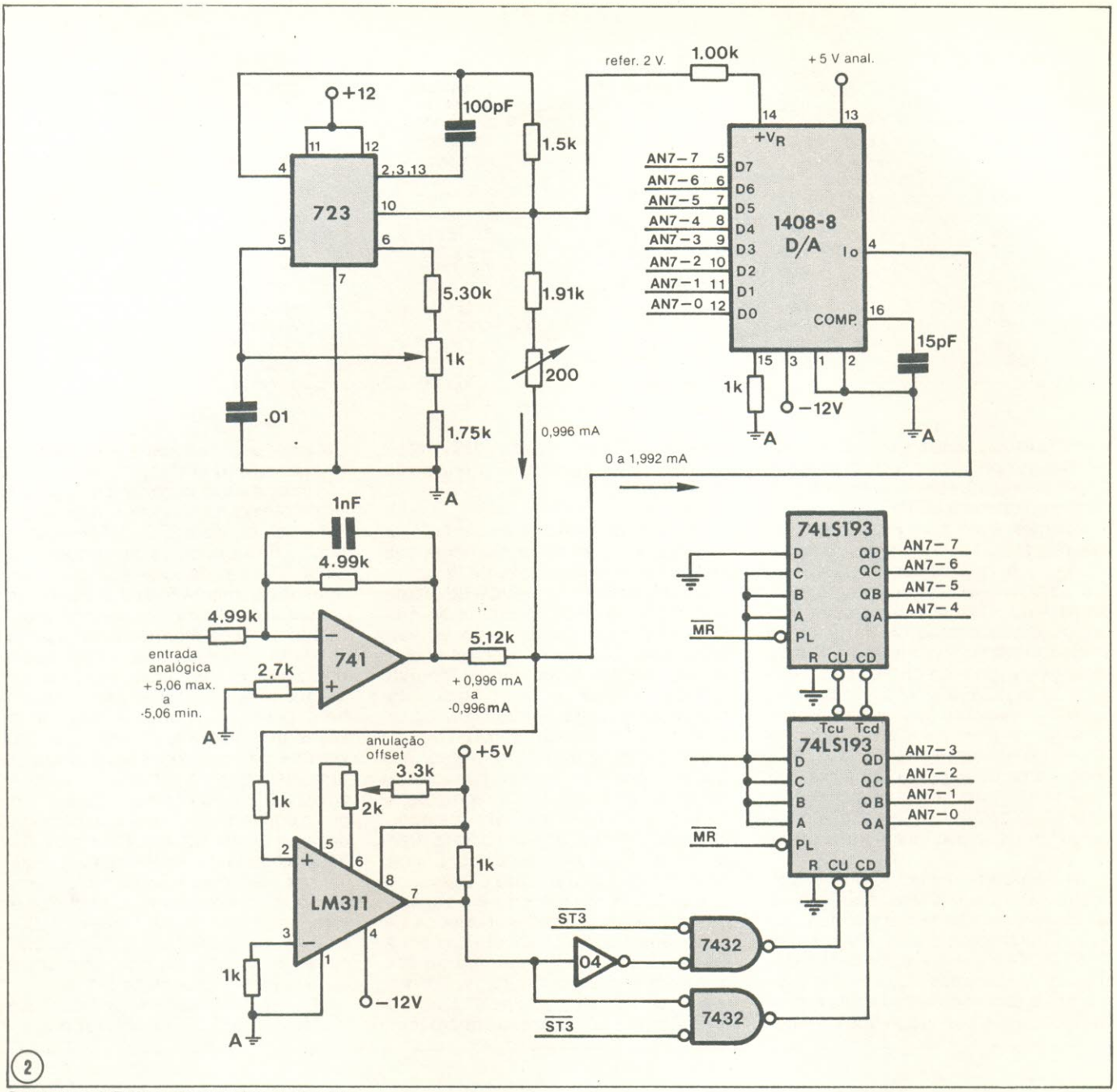
O circuito, como se vê, é baseado no conversor D/A MC1408L-8, que "puxa" entre 0 a 2 mA de corrente; o nível de consumo depende diretamente de sua entrada digital de oito bits. A configuração do circuito permite produzir um resultado digital de oito bits em codificação binária e com polaridade inversa à da entrada analógica. Em outras palavras, uma tensão de entrada próxima a +5 V irá gerar uma saída digital de 00000000, enquanto uma tensão em torno de -5 V corresponderá a uma saída 11111111.

Quando o circuito é empregado junto a um microprocessador 8080, o seu resultado pode ser convertido em uma notação de dois complementos, com duas instruções: IN 7 e XRI 177. A primeira delas leva os dados do conversor ao microcomputador; e a segunda complementa os 7 bits de baixa ordem, deixando o de mais alta ordem em seu estado original. A tabela I mostra a correspondência entre as entradas analógicas e respectivas saídas digitais.

Veja que há 256 níveis possíveis de



Amplificador analógico de entrada com ajustes de ganho e polarização.



Conversor A/D de rastreamento e oito bits.

absorção de corrente pelo conversor D/A correspondentes a todas as possíveis combinações de seus oito bits de entrada. Como um desses níveis é o zero (caso em que todas as chaves de corrente estão desligadas), podemos concluir que o nível máximo de corrente atingido é igual a 255/256 de 2 mA, ou 1,992 mA.

Vamos considerar a situação de uma entrada analógica igual a zero; nesse caso, a tensão de referência é ajustada para 2 V, enquanto o trimpot de 200 ohms estabelece uma corrente de referência de 0,996 mA. Vamos assumir também que os contadores estejam seguindo corretamente a entrada, exibindo o resultado 01111111; assim, das oito chaves internas de corrente do conversor D/A, todas estão "ligadas", com exceção daquela que corresponde ao bit de mais alta ordem. Em tal condição, o conversor D/A vai exigir 127/256 de 2 mA, ou 0,992 mA. Esse desbalanceamento de corrente vai forçar o nó de tensão "A" a se tornar ligeiramente positivo, fazendo acontecer o mesmo à saída do comparador LM311 (o sinal do comparador é utilizado no controle dos contadores bidirecionais).

Como qualquer outro dispositivo ligado diretamente a um microprocessador, os contadores não devem variar seu estado de saída enquanto estiverem fornecendo dados ao mesmo. Neste projeto, com o 8080, a entrada de *clock* dos contadores é chaveada pelos principais sinais de tempo do próprio microcomputador. Desse modo, só poderá haver uma contagem progressiva quando o sinal ST3 estiver em "0" e a saída do comparador, em "1"; e a contagem regressiva somente poderá ocorrer quando ST2 estiver em "0" e a saída do comparador, em "0", também. A habilitação da entrada do microprocessador se dá durante o pe-

TABELA I

entrada analógica nominal	gama	contagem	saida A/D	XRI 177	computador
erro	*+ 5,10*	*255*	*11111111*	*10000000*	*-128*
+ 5,08	*+ 5,06 + 5,10*	*0*	*00000000*	*01111111*	*+ 127*
+ 5,04	*+ 5,02 + 5,06*	*1*	*00000001*	*01111110*	*+ 127*
+ 5,00	*+ 4,98 + 5,02*	*2*	*00000010*	*01111101*	*+ 125*
+ 0,08	*+ 0,06 + 0,10*	*125*	*01111101*	*00000010*	*+ 2*
+ 0,04	*+ 0,02 + 0,06*	*126*	*01111110*	*00000001*	*+ 1*
0,00	*-0,02 + 0,02*	*127*	*01111111*	*00000000*	*0*
-0,04	*-0,06 -0,02*	*128*	*10000000*	*11111111*	*-1*
-0,08	*-0,10 -0,06*	*129*	*10000001*	*11111110*	*-2*
-5,00	*-5,02 -4,98*	*252*	*11111100*	*10000011*	*-125*
-5,04	*-5,06 -5,02*	*253*	*11111101*	*10000010*	*-126*
-5,08	*-5,10 -5,06*	*254*	*11111110*	*10000001*	*-127*
erro	*-5,10*	*255*	*11111111*	*10000000*	*-128*
		256	*00000000*	*01111111*	*+ 127*

ríodo T3A, que ocorre após ST2 e antes de ST3; os contadores, assim, mantém suas saídas estáveis durante a transferência de dados à UCP.

Continuando a exposição do exemlo, a saída positiva do comparador faz com que os contadores deem um passo na contagem progressiva, no período ST3 seguinte. Assim sendo, os contadores agora fornecem a saída 10000000, e o conversor D/A altera a posição de suas chaves de corrente, "puxando" 1 mA. O nó "A" torna-se então ligeiramente negativo, levando à mesma condição a saída do comparador. Logo que chega o período ST2, ocorre uma contagem regressiva. Como se vê, a exemplo de qualquer conversor A/D de rastreamento, os contadores tendem a oscilar em torno do valor real.

No entanto, o microprocessador, neste caso, tende a "enxergar" um valor estável (a UCP sempre efetua sua leitura durante o período T3A, depois de ST2). Se o valor estiver oscilando, apenas a menor das duas saídas digitais é que será considerada pelo microcomputador. Assim, logo que a instrução XRI 177 é executada, a UCP retém o valor digital mais positivo, que no caso é 00000000.

O trimpot de ajuste de corrente, de 200 ohms, quando corretamente calibrado, fornece uma corrente de polarização equivalente à metade do bit menos significativo da corrente do conversor D/A. Essa polarização, operando em conjunto com o chaveamento de contadores já comentado, permite que o conversor libere um único valor digital para cada entrada analógica, com uma precisão de $\pm$ 1/2 bit menos significativo. O tipo de conversor A/D que acabamos de ver varia seu valor de saída de uma contagem, somente, a cada período de *clock,* pelo que podemos concluir que o sistema de rastreamento é o ideal para sinais contínuos. Assim que o instrumento é ligado, ou que uma tensão analógica lhe é aplicada, são necessários 256 períodos de *clock,* antes que o conversor comece a rastrear a entrada. Esse tempo, porém, pode ser reduzido à metade, no momento da inicialização, se utilizarmos o sinal principal de *reset* do microcomputador para caregar os contadores com o valor 01111111.

Imaginando o conversor ligado a um sistema 8080, este é que deverá fornecer os sinais ST2 e ST3 de que falamos. Entre a borada descendente do sinal ST2 e o período T3A decorrem aproximadamente 500 ns, o que é tempo suficiente para que o *clock* incremente ou decremente os contadores. O ST2 deve ser repetido a cada 20 µs, ou com mais freqüência, de forma que os sinais de entrada da faixa dos quilohertz possam ser amostrados confiavelmente. Observe, porém, que toda vez que o microprocessador executar uma instrução de parada ou espera, o sinal ST2 não irá ocorrer, fazendo com que o conversor pare temporariamente de rastrear sua entrada. Caso não haja possibilidade de resolver esse problema por meio de *software,* um sistema de *clock* um pouco mais complexo deverá solucioná-lo. O conversor D/A MC1408 apresenta um tempo de acomodação de 300 ns, o mesmo que é exibido pelo comparador 311.

Na tabela I podemos ver, ainda, que tensões analógicas de entrada que es-

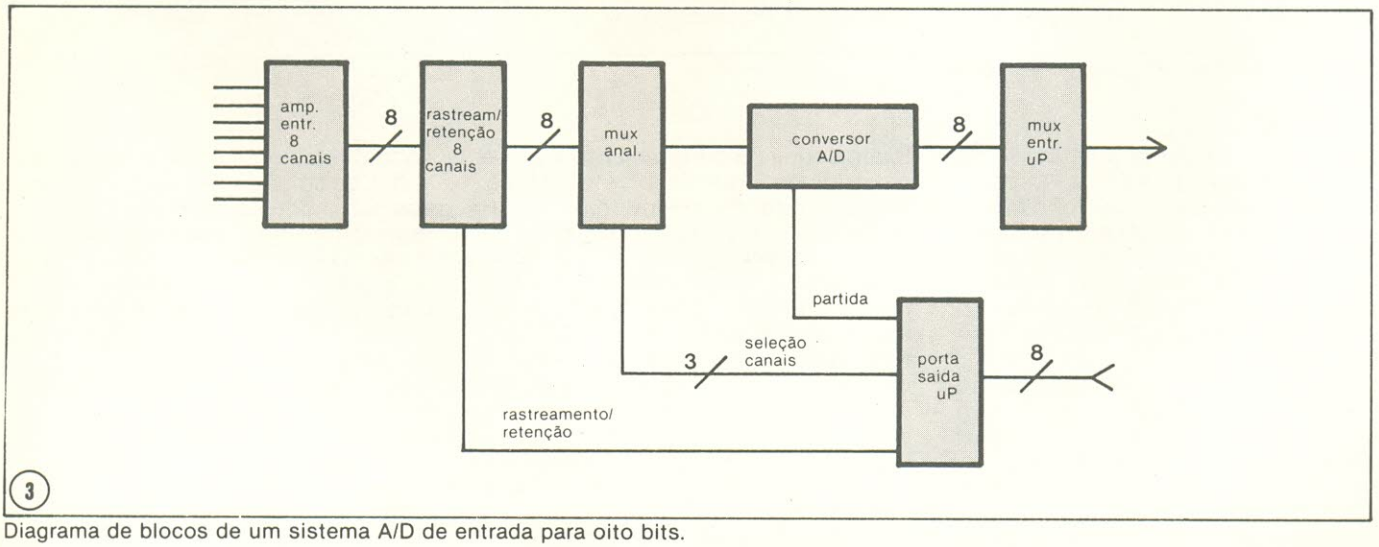
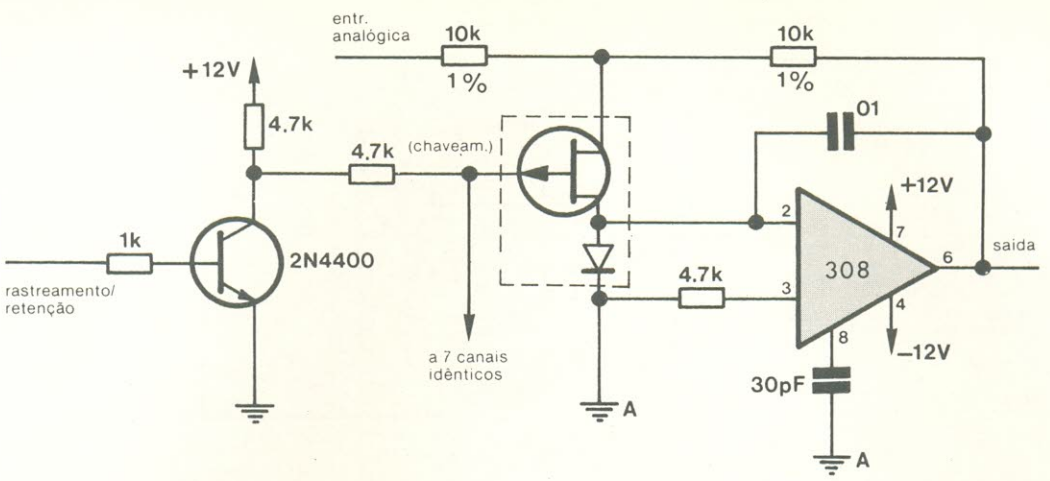


Diagrama de blocos de um sistema A/D de entrada para oito bits.



4

Rastreamento e retenção para oito canais.

tejam situadas fora da faixa coberta pelo conversor irão resultar em saídas digitais incorretas. Uma exposição contínua da entrada a tensões acima dos limites da faixa irá originar um sinal digital tipo rampa, repetitivo. Em projetos onde se espera tensões analógicas de valor excessivo, é conveniente incluir grampeadores analógicos, na entrada, ou então um comparador que possa detectar desvios exagerados, em relação a 0 volts, pelo nó "A".

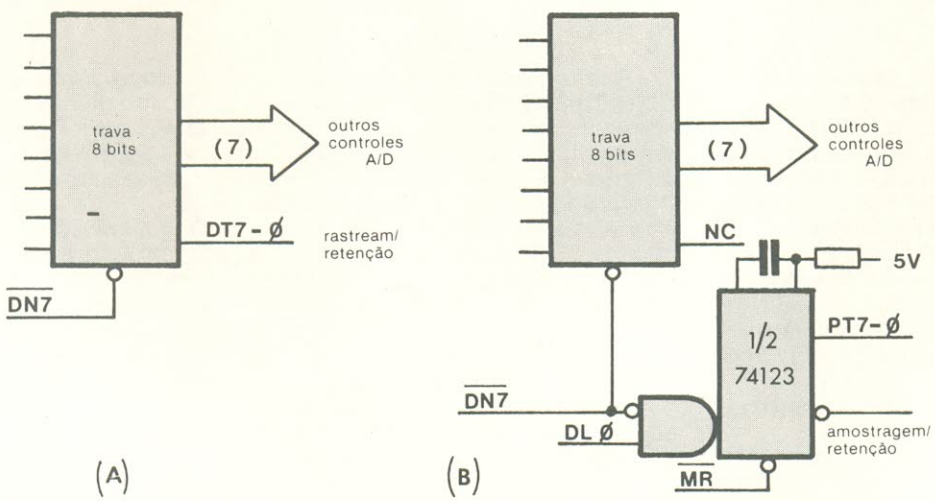
Amostragem e retenção e **rastreamento e retenção**

Se quisermos expandir o conversor A/D rastreador que acabamos de analisar, para que manipule dois ou mais canais, são necessárias algumas modificações no circuito. Normalmente, utiliza-se apenas um conversor D/A, devido ao alto custo desse elemento. É conveniente, também, empregar somente uma porta de entrada para o microcomputador. Tudo isso implica num sistema de chaveamento analógico (veja o diagrama de blocos da figura 3).

Analisando os estágios de trás para a frente, vemos que o conversor A/D requer uma chave analógica (ou multiplexador) que selecione o canal apropriado. Esse canal deve ser escolhido um pouco antes do início da conversão A/D, razão pela qual o conversor aparece sob o controle de uma porta de saída do microprocessador, de um só bit. O multiplexador seleciona o canal de acordo com a indicação do código de seleção, formado por 3 bits. E o multiplexador, por sua vez, requer um sinal estável de entrada para poder processar o canal selecionado, o que é proporcionado pelo circuito de rastreamento e retenção (ou amostragem e retenção).

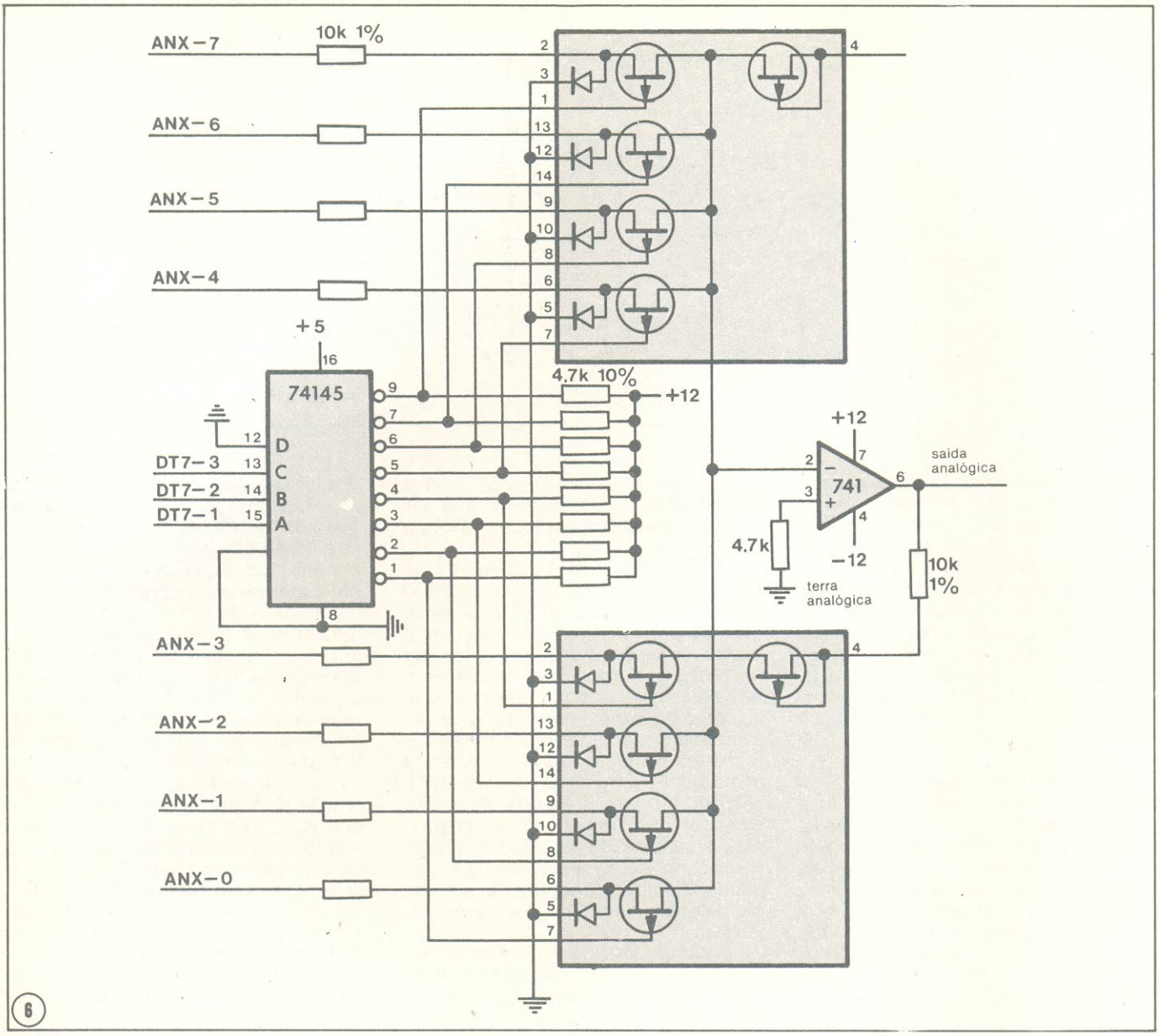
O circuito da figura 4 já é um exemplo prático de rastreamento e retenção para oito canais. Quando a chave FET é acionada, através de uma tensão baixa, o ponto de junção entre os dois resistores de 10 quilohms fica ligado diretamente à entrada inversora do operacional 308, o qual atua como um amplificador inversor convencional, com ganho de -1. Por outro lado, quando a tensão de acionamento tem um nível alto, o FET permanece desativado, e o operacional tende a manter a carga do capacitor de 0,01 µF. O sinal de chaveamento (ou tensão de acionamento) é fornecido por um transistor chaveador com referência a + 12 V.

Quando o sinal rastreamento/retenção está em "1", todos os oito canais vão para a modalidade de rastreamento, permanecendo nesse estado até que o sinal caia para "0". Essa operação contrasta daquela de um circuito amostragem/retenção, onde um *strobe* ativa momentaneamente os FETs, durante a transição positiva, para depois voltarem à condição de retenção, automaticamente. Se compa-



5

Chaveamento para amostragem/retenção e rastreamento/retenção.



Multiplexador analógico de oito canais.

rarmos a operação dos dois circuitos, veremos que o circuito de rastreamento e retenção permanece, normalmente, na condição de rastreamento, ocasião em que a saída segue constantemente a entrada. Cabe a um sinal de controle colocar os amplificadores na condição de retenção, com a finalidae de iniciar uma conversão A/D; depois, os amplificadores voltam normalmente à condição anterior. A excursão média de tensão, na saída do amplificador, é relativamente pequena.

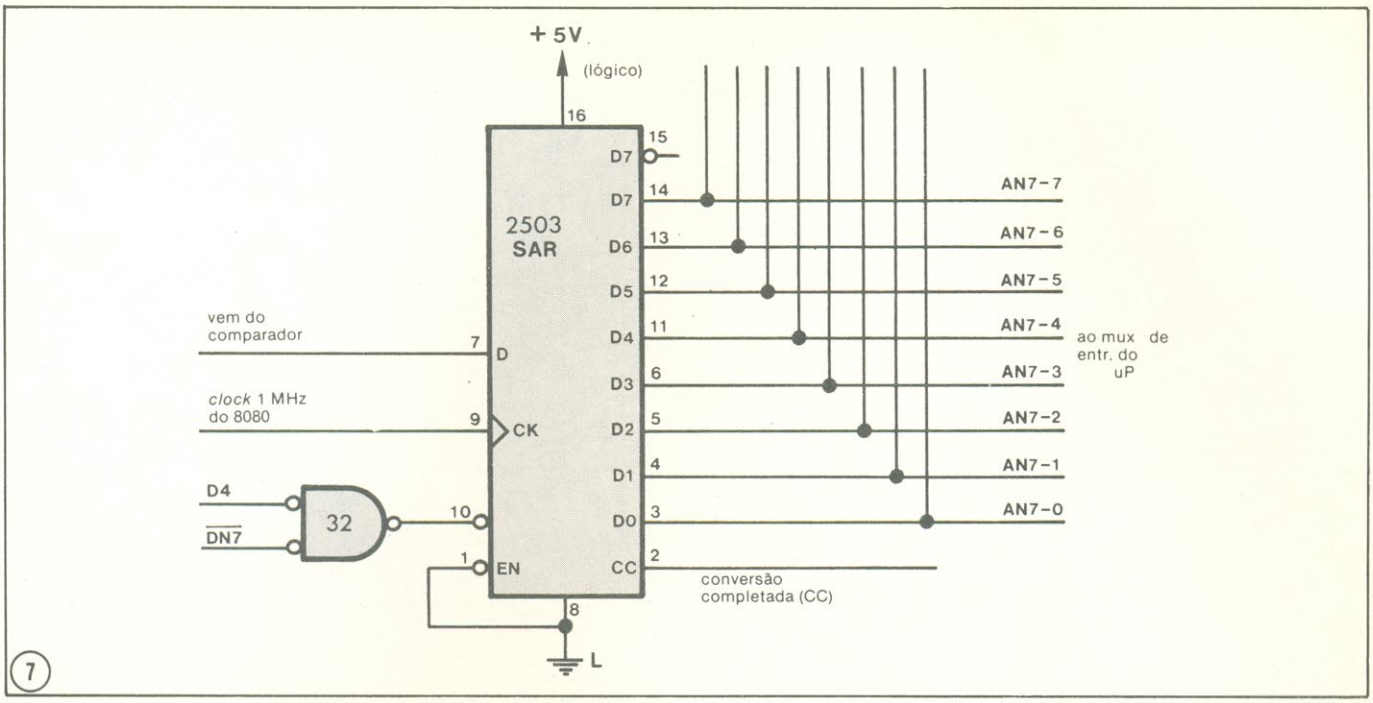
Já no sistema de amostragem e retenção, o dispositivo permanece na posição retenção, normalmente, e a saída segue a entrada apenas com a introdução de um *strobe;* dessa forma, a excursão média de tensão, neste caso, é maior.

A parte (A) da figura 5 mostra como o bit de mais baixa ordem de uma trava convencional pode ser usado para chavear o circuito rastreamento/retenção da figura 4. Sempre que uma instrução *Output 7* é executada, esse bit estabelece a modalidade adequada ao momento (rastreamento = "1" e retenção = "0"), a qual permanece até que surja outra instrução *Output 7.*

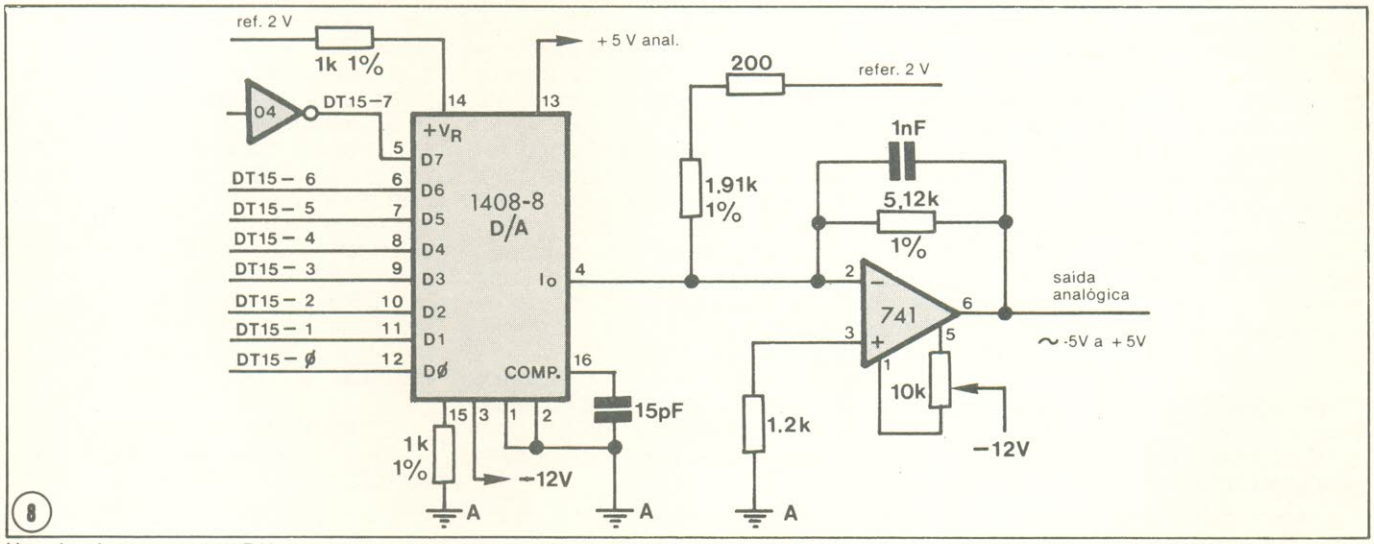
A parte (B) da mesma figura apresenta um exemplo da técnica de saída por pulsos. A saída do circuito permanece, normalmente, em "0" (condição de retenção); assim que a instrução *Outpu 7* aparece, com o bit de mais baixa ordem em "1", ocorre o disparo do monoestável. Este elemento tem a função de "esticar" o sinal de *strobe,* de modo a permitir que os capacitores do circuito de retenção (figura 4) tenham tempo suficiente para se carregarem ou descarregarem, de acordo com o novo valor amostrado.

O multiplexador analógico

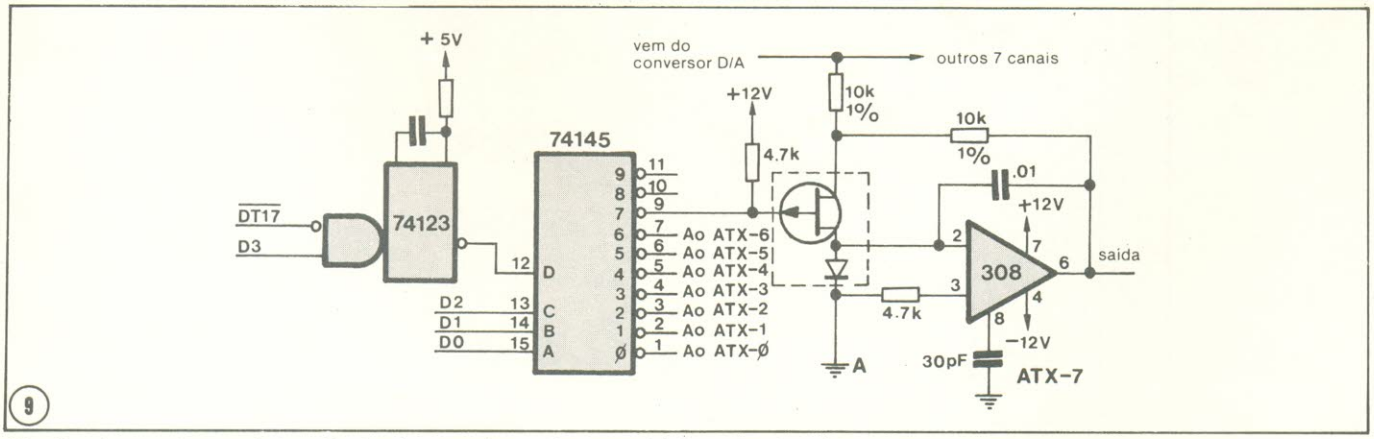
A figura 6 apresenta o esquema de um multiplexador analógico de oito canais, que utiliza um decodificador 74145 para selecionar um deles. Três bits da porta de saída (DT7-3, DT7-2, DT7-1) são empregados na seleção do canal e a saída selecionada do decodificador aciona chaves analógicas, compostas por FETs. O circuito do operacional 741 inclui um resistor de entrada de 10 kΩ, um resistor de realimentação, também de 10 kΩ, em conjunto com uma chave FET, permanen-



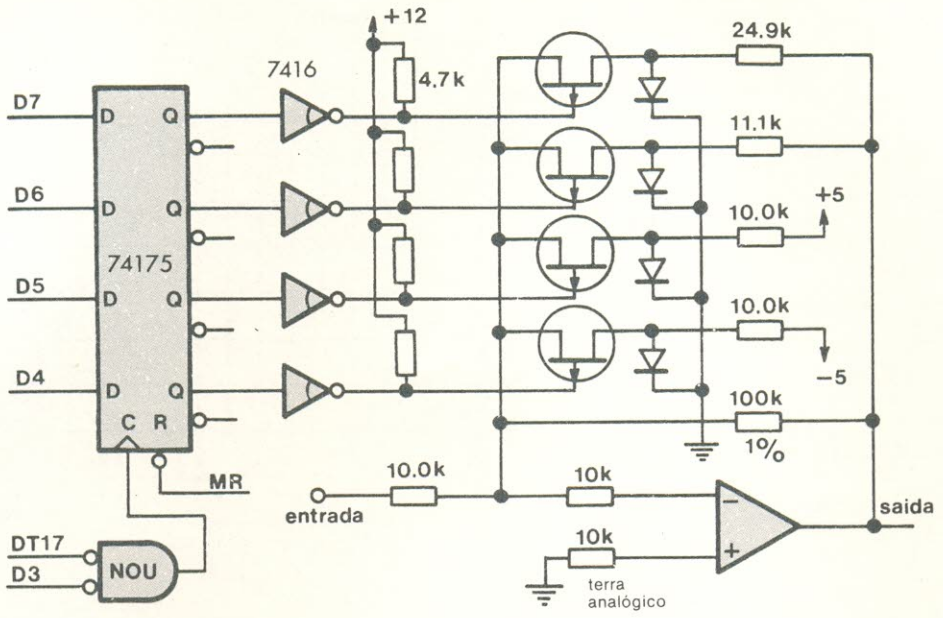
Registrador de aproximação sucessiva (SAR) substitui contadores nos circuitos conversores A/D.



Um simples conversor D/A.



Circuito de amostragem/retenção de oito canais usado em multiplexação de saída.



10

Circuito chaveador de faixas analógicas.

temente ativada. Tal sistema de realimentação garante uma boa compensação e um ganho preciso. A tensão de saída tem sinal inverso ao da tensão analógica de entrada e o ganho é de -1.

Observe que nesse e em outros esquemas desta lição, existem terras separados para os sinais analógicos (A) e digitais (L). O motivo dessa preocupação é o ruído causado pelo transientes de chaveamento da lógica TTL, que poderiam comprometer seriamente os pequenos sinais analógicos, através dos laços de terra.

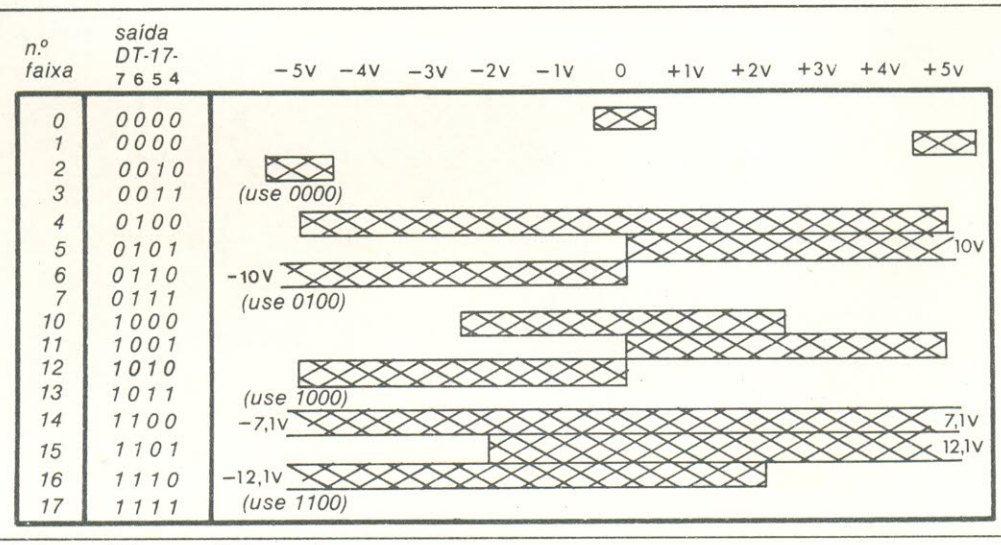
Conversor A/D de aproximação sucessiva

O conversor A/D de rastreamento, já analisado, não é adequado a sistemas de vários canais, onde o sinal de entrada é chaveado e, portanto, descontínuo. O registrador de aproximação sucessiva (SAR), ao contrário, é capaz de alcançar uma resolução de oito bits em oito períodos de *clock*. O que torna o SAR particularmente atrativo é a utilização de um algoritmo de grande eficiência na obtenção de oito bits em sistemas de realimentação digital.

A figura 7 pode ser considerada como uma parcela da figura 2, substituindo os dois integrados 74193. Em outras palavras, o registrador 2503 toma o lugar dos contadores bidirecionais, tendo suas saídas TTL conectadas aos multiplexadores de entrada do microcomputador e ao conversor D/A. A saída do comparador (LM 311) é ligada à entrada D (dados) do SAR.

O registrador é ativado através de um pulso condicional, vindo da porta de saída 7. Durante o primeiro período que segue o pulso de *clock*, o bit D7 é levado para "0", enquanto todos os outros permanecem em "1". Esse valor tentativa é enviado ao conversor D/A, ao mesmo tempo em que o comparador informa ao registrador se a entrada analógica é inferior ou superior a esse valor. No começo do segundo ciclo de *clock*, o bit D7 volta ao seu estado normal, D6 vai para o nível "0" e os demais bits ficam em "1". A comparação por tentativa é repetida sucessivamente, até o bit D0.

O registrador por aproximação sucessiva libera um sinal de conversão completada ($\overline{CC}$) ao fim do ciclo de



11

Saídas digitais selecionam faixas analógicas.

aproximação. É um sinal bastante útil nas aplicações em que é necessário verificar a disponibilidade da informação analógica. No caso que estamos considerando, onde o SAR é ativado de forma síncrona pelo microcomputador, essa verificação torna-se desnecessária, já que o tempo de conversão é conhecido de antemão.

O conversor digital/analógico

O conversor D/A já é nosso conhecido desta mesma lição, como parte dos circuitos conversores A/D. Na figura 8 temos um conversor D/A básico, utilizando o 1408L e um operacional 741. Aqui, para se preservar a notação complementar de dois, o bit mais significativo é digitalmente invertido, antes de ser apresentado ao conversor. A palavra digital de oito bits a ser convertida provém da porta de saída 15 do microcomputador; a referência de +2 V pode ser obtida a partir de uma fonte regulada.

Em aplicações médicas, como a que estamos considerando aqui, o operacional 741 tem a velocidade de operação adequada. É conveniente notar, também, que toda vez que o bit mais significativo muda de estado, na entrada do conversor, ocorre o chaveamento de uma corrente relativamente elevada, refletindo a mudança; isso vai limitar ainda mais a velocidade do circuito. Um sistema mais rápido deveria omitir o inversor ligado ao pino 5 do conversor e ligar o terminal de absorção de corrente do bit mais significativo à entrada não-inversora de um operacional com uma boa *slew rate*. Infelizmente, essa opção não se aplica aos circuitos que empregam o 1408, já que ele possui um único terminal para absorção de corrente.

PROGRAMA DE ACIONAMENTO DO CIRCUITO DA FIG. 10

```
MOV     A,B         obtenha o valor digital
OUT     015         libere a tensão analógica
MVI     A,017       selecione ANA OUT e canal 7
OUT     017         envie pulso ao amostragem/retenção ATX-7
```

PROGRAMA PARA SELECIONAR UMA ENTRADA ANALÓGICA DE GANHO = 2

```
        MVI A,100   prepare e...
        OUT 017     ...ajuste ganho em 1
        MVI A,005   entrada analógica n.º 5
        IN 007      converta ANX-5
        XRI 177     ajuste para complementar de dois
        ADD A       transporte = pos. ou neg.
        WC NEG      sinal = valor absoluto do n.º
        ADD A       transporte = faixa superior
        JC A11      utilize faixa 11
        JM A11
        JMP A100
NEG     XRI 377
        ADD A
        JC A12
        JM A12
A10     MVI A,200   sel. ganho e faixa 10 (centro)
        JMP CONT    (veja fig. 11)
A11     MVI A,220   sel. ganho e faixa 11
        JMP CONT
A12     MVI A,240   sel. ganho (bit 3=0) e faixa 13
CONT    OUT 017
        MOV B,A     preserve ajuste ganho e polaiz.
        MVI A,005
        IN 007      entrada com resolução melhorada
```

Comentários:

Utilize a faixa 10 para tensões de entrada ± 1,25 V
Utilize a faixa 11 para tensões de entrada entre + 1,25 a +5 V
Utilize a faixa 12 para tensões de entrada entre -5 a - 1,25 V

Programas de seleção de ganho analógico.

Saídas analógicas múltiplas

As saídas analógicas são multiplexadas pelo mesmo motivo que nos leva a multiplexar as entradas: evitar o uso de vários conversores bastante caros. Na figura 9 podemos ver como os oito circuitos amostragem e retenção recebem sinais analógicos de um único conversor D/A, semelhante ao que já vimos.

O canal analógico é selecionado por um decodificador 74145, excitado pelos três bits de mais baixa ordem de uma porta de saída (no caso, porta 17). O bit subseqüente a esses três — DT17-3 — deve estar em "1", para que seja produzido um sinal analógico de amostragem, o que permite que os quatro bits restantes da saída 17 sejam utilizados em outras funções de controle, sem que interfiram com o multiplexador analógico de saída. O monoestável "estende" o pulso de saída, o suficiente para que o operacional disponha de tempo para carregar ou descarregar o capacitor de retenção.

Chaveamento de faixas analógicas

A resolução de um conversor A/D pode ser melhorada pela utilização de um chaveamento de ganho e polarização controlado por computador. Apesar de se aplicar perfeitamente a saídas analógicas, essa técnica é mais útil nas entradas. A figura 10 nos mostra um circuito que emprega essa técnica; a figura 11 faz ver como a instrução de saída controla a faixa do circuito; e a figura 12 apresenta um programa típico, para ser usado com o 8080.'

Nova Eletrônica **conversa com o leitor**, divulga as **idéias do lado de lá**, lança **kits** sensacionais, dá tanta importância à **engenharia** como ao **principiante**, tem um **suplemento BYTE** sempre atual, artigos de **áudio** muito bons e **cursos** que nem se fala.
É ou não é a melhor revista de eletrônica?

Tem uma minoria na Constanta que vive modificando o que a maioria faz.

A maioria do pessoal da Constanta passa o tempo todo fazendo os melhores resistores de fio e de carbono, potenciômetros e ferrites deste país. E faz isso tão bem que esses produtos são exportados para meio mundo.

Mesmo assim, tem uma minoria na Constanta que vive modificando o que a maioria faz. São os sorridentes gerentes de produtos, consultores técnicos e vendedores aí da foto.

O negócio deles é passar a vida atendendo você nos mínimos detalhes. Por exemplo: quando você está pensando no lançamento de um novo produto, eles vão até você e analisam a viabilidade técnica, industrial e comercial da sua idéia.

Se o projeto já está em andamento, a minoria da Constanta pode debater com você sobre o seu desenvolvimento ou eventuais modificações mais vantajosas.

E analisa daqui, debate dali, a minoria da Constanta acaba revendo detalhes técnicos, alterando características dos componentes que a Constanta fornece e, muitas vezes, até criando novos produtos para atender às suas necessidades.

Os homens da Constanta sempre descobrem também uma solução quando surge uma emergência.

Para isso, volta e meia essa minoria visita você. Mesmo quando não é chamada. Só para saber se você precisa de alguma coisa.

Nos Estados Unidos, esse tipo de cobertura se chama Service. Que é um conceito bem mais amplo que assistência técnica, já que abrange uma assessoria total. Antes, durante e depois de uma venda.

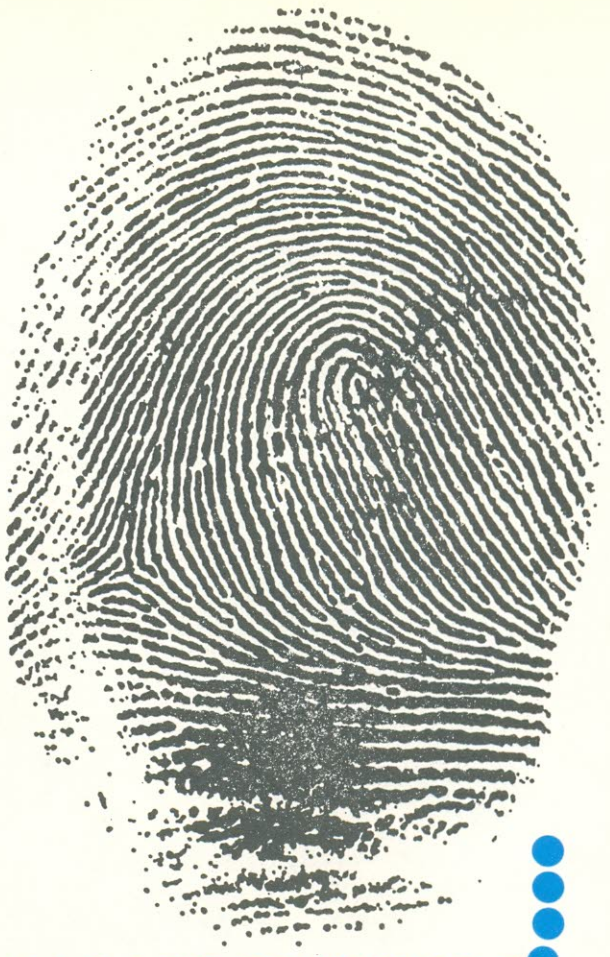
É claro que, com tudo isso, essa simpática minoria da Constanta vive modificando o que a maioria faz. Mas a maioria não liga, não. Pelo contrário: fica até muito contente com isso. Porque a Constanta é um dos poucos lugares neste mundo onde a minoria e a maioria lutam pelo mesmo objetivo: atender melhor você.

Chame o pessoal da Constanta hoje mesmo e veja como é outra coisa trabalhar com a minoria que tem todo o apoio da maioria.

CONSTANTA
ELETROTÉCNICA LTDA.

Fique com a minoria: é só discar 289-1722 (DDD: 011) ou escrever para a Caixa Postal 22.175, São Paulo, SP.

DIGITAL CADA UM TEM UMA.
MAS A NOSSA É MELHOR.
PORQUE TEM UM ESTOQUE
COMPLETO E VARIADO DE
COMPONENTES ELETRÔNICOS
E DOS KITS NOVA ELETRÔNICA.



DIGITAL
Componentes Eletrônicos Ltda.

Rua Conceição, 383 — Porto Alegre, RS
Fone: (0512) 24-4175

Os Catarinenses já não tem
problemas para comprar Kits
Nova Eletrônica e componentes

RADAR

Eletrônica Radar Ltda.
Rua General Liberato Bitencurt Nº 1.999
Florianópolis
tel.:44-3771

NOVO

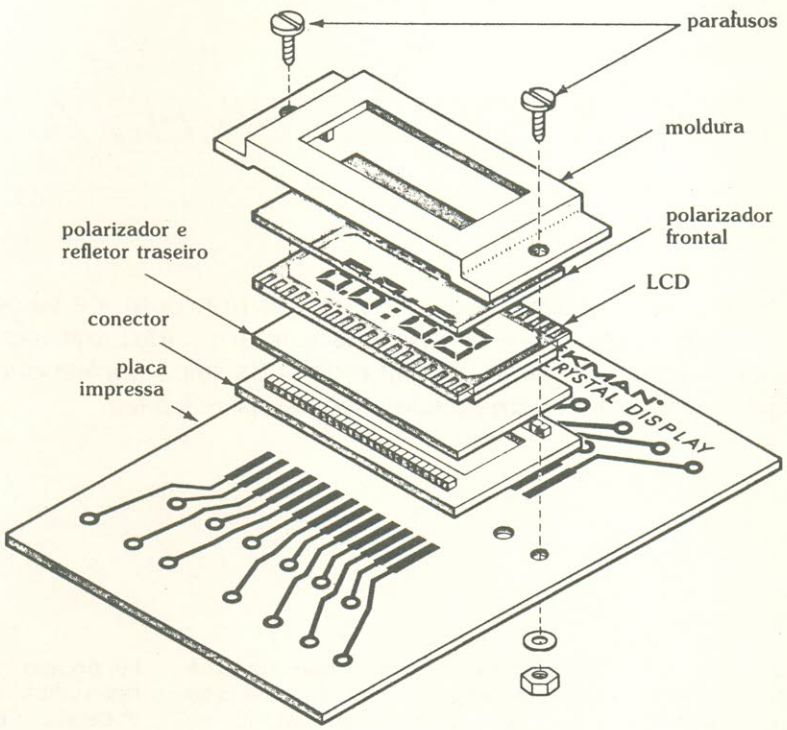
BECKMAN

Kit BECKMAN de display a cristal líquido

Pela primeira vez no Brasil um kit de *display* a cristal líquido para montar, com todos os componentes, incluindo uma placa de circuito impresso. O visor possui 4 dígitos completos e apresenta um consumo bastante baixo, sendo compatível com a lógica CMOS.

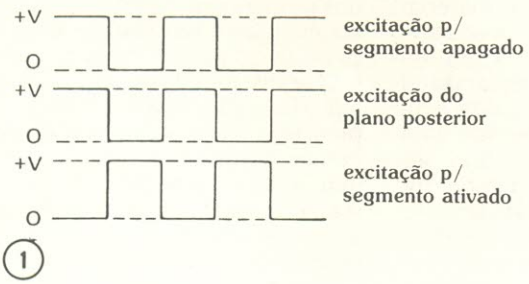
Características do kit

- 4 dígitos com pontos decimais
- Baixa dissipação de potência: 20 µW (típico)
- Compatível com CMOS
- Tensão de operação de 3 V RMS (mínima)
- Facilmente legível sob forte luz ambiente
- Pode ser acionado pelo integrado ICL 7106, da Intersil
- Placa impressa e conector facilitam a confecção de protótipos

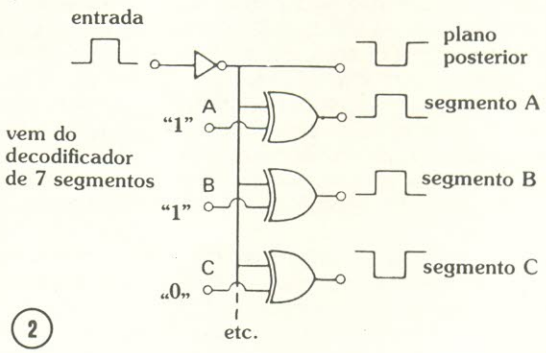


Cr$ 2.935,00

À VENDA NA FILCRES E REPRESENTANTES



①



②

Informações sobre a utilização

O *display* a cristal líquido da Beckman é projetado para trabalhar com sinais de excitação sob a forma de onda quadrada, com níveis CMOS e perfeitamente simétricos, sem nenhum componente CC. A figura 1 mostra a relação típica de sinais de excitação entre o plano posterior comum e os segmentos. Cada segmento é ativado sempre que o seu sinal excitador estiver defasado de 180° em relação ao plano posterior. Por outro lado, os segmentos estarão apagados sempre que o sinal excitador estiver em fase com o plano, de modo que não existe diferença de potencial entre ambos.

Para se excitar o LCD (*display* a cristal líquido), costuma-se empregar um circuito composto de portas OU-exclusivo, como se vê na figura 2. Se a entrada A do circuito for para "1", a saída estará defasada de 180° em relação ao plano posterior, ativando assim o segmento correspondente. Na figura, vemos os segmentos A e B ativados, enquanto o C está apagado. Vários integrados CMOS convencionais podem ser utilizados para excitar diretamente o *display*.

curso de semicondutores

27.ª lição

DISPOSITIVOS SENSÍVEIS À LUZ

Uma grande parte dos dispositivos optoeletrônicos usados hoje compõe-se de dispositivos sensíveis à luz. Ou seja, aqueles que respondem a variações na intensidade luminosa através de uma alteração na sua resistência interna ou gerando uma tensão de saída correspondente. Estudaremos agora alguns dos mais importantes destes dispositivos sensíveis à luz.

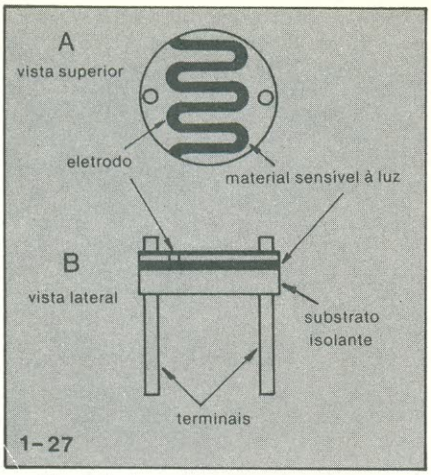
Células fotocondutivas

A célula fotocondutiva é um dos mais antigos componentes optoeletrônicos. Basicamente não passa de um resistor sensível à luz, cuja resistência interna varia quando a luz que o atinge é alterada em intensidade. A resistência desse dispositivo diminui não-linearmente com o crescimento da intensidade luminosa. Ou seja, a resistência diminui mas o decréscimo não é exatamente proporcional ao acréscimo na luz.

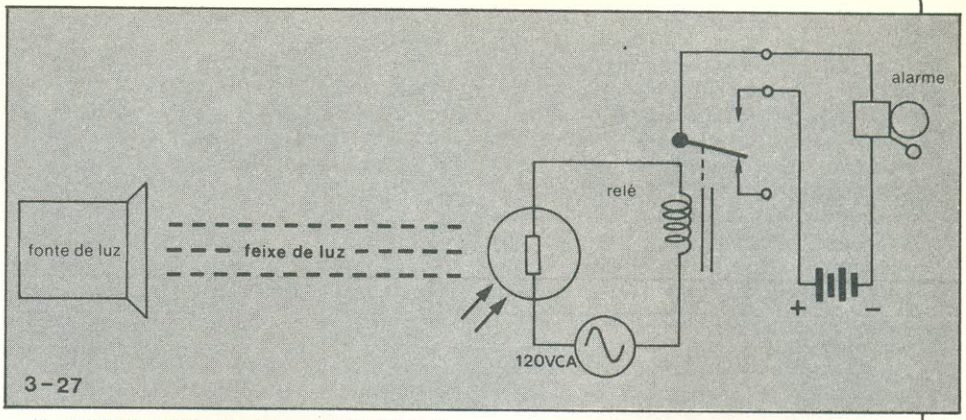
As células fotocondutivas são normalmente feitas de materiais sensíveis à luz, como sulfeto de cádmio (Cd S) ou seleneto de cádmio (Cd Se), embora outros materiais, como sulfeto de chumbo e telureto de chumbo, também sejam usados. Estes materiais básicos podem ainda ser dopados com outros, como cobre ou cloro, para controlar a exata maneira em que a resistência do dispositivo variará com a intensidade da luz.

A figura 1-27 mostra como uma célula fotocondutiva típica é construída. Uma fina camada de material fotosensível é formada sobre um substrato isolante comumente feito de vidro ou cerâmica. Então, dois eletrodos de metal são depositados sobre o material sensível à luz como finas camadas. A vista superior (1-27A) mostra que os eletrodos não tocam, mas deixam uma porção em forma de S do material sensível à luz, exposta. Isto permite uma extensão maior de contato, mas, ao mesmo tempo, confina o material fotossensível a uma área relativamente pequena entre os eletrodos. Os dois terminais são também inseridos através do substrato e soldados aos eletrodos, como mostra a vista lateral da figura 1-27B. A célula fotocondutiva é geralmente montada numa cápsula de metal ou plástico que tem uma janela de vidro para permitir que a luz atinja o material fotossensível. Além disso, os materiais usados com algumas células podem ser arranjados em padrões mais complicados e seu tamanho total pode variar de 0,7 a 3 cm ou mais de diâmetro.

As células fotocondutivas são mais sensíveis à luz do que outros tipos de dispositivos fotosensíveis. A resistência de uma célula típica pode ser tão alta como algumas centenas de megohms, quando a luz que atinje sua superfície (iluminação) é zero — completa escuridão —, e tão baixa como algumas centenas de ohms, quando a iluminação é superior a 100 lux (aproximadamente 9 pés-candelas). Isto representa uma tremenda mudança na resistência para uma variação relativamente pequena na iluminação. Esta extrema sensibilidade torna a célula fotocondutiva adequada a aplicações onde os níveis de luz são baixos e onde as variações na intensidade luminosa são pequenas. Sua maior desvantagem está no fato de que ele responde lentamente a variações na iluminação.



Uma típica célula fotocondutiva. (A) vista por cima. (B) vista lateralmente.



Um circuito detector de intrusão básico.

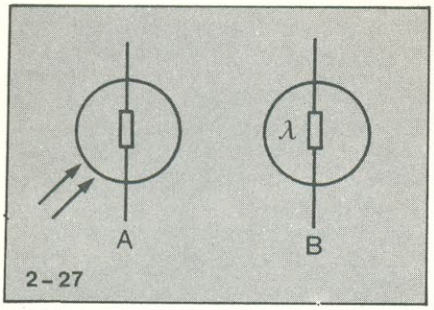
De fato, apresentam a resposta mais lenta de todos os dispositivos sensíveis a luz. Além disso, possuem um efeito de memória luminosa. Em outras palavras, quando o nível de luz varia, a célula tende a "lembrar-se" da iluminação prévia. A resistência da célula a um nível específico de luz é função da intensidade, da duração de sua exposição prévia, e do tempo em que ficou exposta.

A maioria das células fotocondutivas pode suportar tensões de operação relativamente altas. Dispositivos típicos deverão ter valores máximos de tensão de 100, 200 ou 300 volts contínuos. Porém, o consumo máximo de potência para estes dispositivos é relativamente baixo. Potências máximas de 30 miliwatts a 300 miliwatts são típicas.

A célula fotocondutiva é geralmente representada por um dos símbolos esquemáticos indicados na figura 2-27. O símbolo da figura 2-27A consiste simplesmente do símbolo de um resistor no interior de um círculo. Duas setas são também usadas para mostrar que o dispositivo é sensível à luz. O símbolo da figura 2-27B é semelhante, mas contém a letra grega λ (lambda) que é comumente utilizada para representar o comprimento de onda da luz.

As células fotocondutivas possuem muitas aplicações na eletrônica. Por exemplo, elas são muitas vezes usadas em dispositivos tais como detectores de intrusão e abertura automática de portas, onde é necessário sentir a presença ou ausência da luz. Entretanto, eles podem também ser empregados em instrumentos de teste de precisão que meçam a intensidade da luz. Um circuito detector de intrusão simples é mostrado na figura 3-27. A fonte de luz projeta um estreito feixe em direção à célula e isso faz com que ela exiba uma resistência relativamente baixa. A célula está em série com um relé sensitivo CA e sua fonte de alimentação de 120 VCA, 60 Hz. Ela permite que flua corrente suficiente ao circuito para que energize o relé. Quando um intruso interrompe o feixe de luz, a resistência da célula cresce consideravelmente e o relé é desativado. Nesse momento os contatos apropriados do relé se fecham e aplicam energia (de uma fonte CC separada) a um alarme, o qual soa um aviso. É usado um relé devido a sua capacidade de controlar correntes relativamente altas que são necessárias para operar o alarme. Se for empregado um relé muito grande, a célula fotocondutiva (devido a sua baixa corrente ou potência) poderá não estar apta a controlar diretamente o relé. Nesse caso, a célula fotocondutiva será usada para controlar um circuito amplificador adequado, que por sua vez gerará corrente suficiente para comandar o relé.

Uma vez que a célula fotocondutiva é construída a partir de material homogêneo e não apresenta uma junção PN, ele é um dispositivo bidirecional. Ou seja, exibe a mesma resistência em qualquer direção e pode, portanto, ser usado para controlar tanto CA quanto CC. A célula fotocondutiva recebe também as denominações de *célula fotoresistiva* ou simplesmente *fotocélula.*

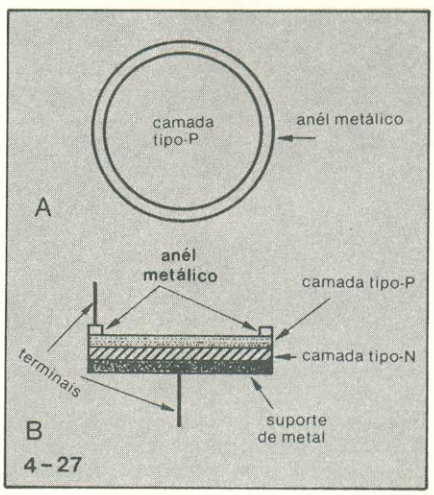


Símbolos comumente usados para células fotocondutivas.

Células fotovoltaicas

A *célula fotovoltaica* é um dispositivo que converte diretamente energia luminosa em energia elétrica. Quando exposto à luz ele gera uma tensão entre seus terminais e esta tensão aumenta quando a luz cresce em intensidade. A célula fotovoltaica foi usada por muitos anos em várias aplicações militares e espaciais. É comumente empregada a bordo de satélites e aeronaves para converter energia solar em potência elétrica que pode ser usada para operar vários tipos de equipamento eletrônico. Como a maioria de suas aplicações envolve a conversão de energia solar em energia elétrica, esse dispositivo é comumente chamado de *célula solar.*

A célula fotovoltaica é basicamente um dispositivo da junção feito de materiais semicondutores. Embora muitos tipos diferentes de materiais semicondutores possam ser usados, usualmente o silício e o selênio são os preferidos. A estrutura básica de uma célula fotovoltaica pode ser observada pela figura 4-27. Note que o dispositivo apresenta uma camada tipo-P e outra tipo-N, que formam uma junção PN, e uma placa metálica ou suporte colocado contra a camada tipo-N. Além disso, um anel de metal é acoplado à borda externa de camada tipo-P. Estas peças de metal servem como contatos elétricos aos quais os terminais externos



Uma célula fotovoltaica de silício básica. (A) vista por cima. (B) vista lateralmente.

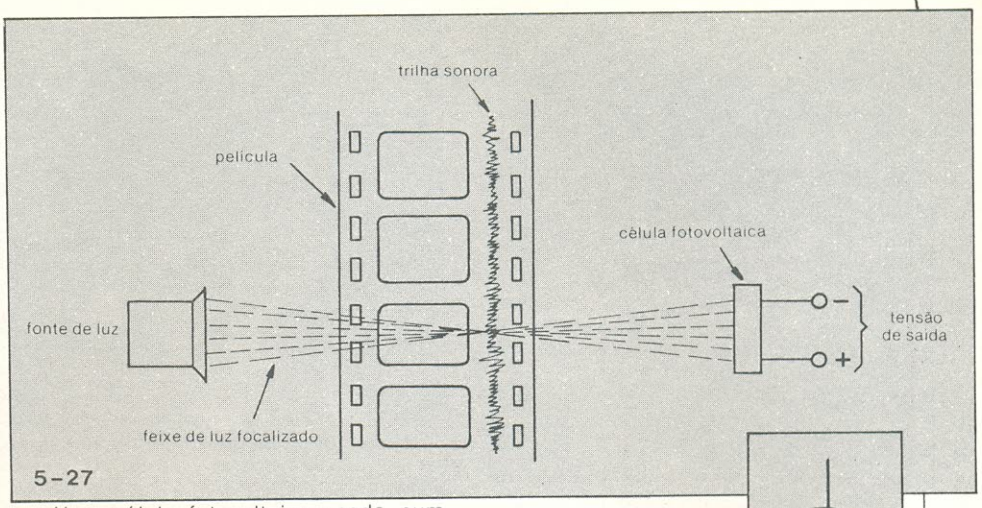
podem ser ligados.

A célula solar é projetada para ter uma superfície de área relativamente grande, que possa coletar tanta luz quanto possível. A célula é construída de tal modo que a luz incida sobre a camada semicondutora superior, interna ao anel metálico, como se observa na figura 4-27A. O dispositivo mostrado apresenta uma camada superior tipo-P, mas em alguns casos estas células são projetadas de modo que a camada tipo-N fique por cima e a camada tipo-P ao fundo.

Uma vez que a célula fotovoltaica possui uma junção PN, uma área de depleção (area livre de portadores majoritários) forma-se nas proximidades da junção. Se a célula for diretamente polarizada como um diodo de junção convencional, os elétrons livres e lacunas do dispositivo serão forçados a se combinar na junção e uma corrente direta deverá fluir. Porém, a célula fotovoltaica não é usada deste modo. Ao invés de responder a uma tensão externa, o dispositivo realmente gera uma tensão em resposta à energia luminosa que atinge sua superfície.

Para gerar uma tensão, a camada superior da célula fotovoltaica deve ser exposta à luz. A energia luminosa que atinge a célula é suposta consistir de muitas partículas minúsculas ou fótons. Esses fótons são realmente absorvidos em várias profundidads dentro do material semicondutor, dependendo de seu comprimento de onda e conteúdo de energia. Se um fóton isolado tem energia suficiente para entrar no material semicondutor, ele pode interceptar um átomo no interior do material e doar a maior parte de sua energia a esse átomo. Se for adicionada energia suficiente ao átomo, um elétron de valência poderá ser retirado de sua órbita e tornar-se um elétron livre. Isso deixará o átomo positivamente carregado e uma lacuna ficará no lugar da valência. Ou seja, um fóton incidente de energia adequada pode produzir um par elétron-lacuna. Estes elétron e lacuna correspondentes poderão fluir pelo material semicondutor. Outros pares elétron-lacuna serão também produzidos por mais fótons que penetrarem em várias profundidades no material.

Alguns desses elétrons livres e lacunas gerados pela energia luminosa são produzidos na região de depleção, enquanto outros são gerados fora da região mas são drenados para ela. Os elétrons livres são impulsionados do material tipo-P ao tipo-N e as lacunas são drenadas no sentido oposto. Os elétrons e lacunas fluindo desse modo produzem uma pequena tensão sobre a junção PN, e se uma resistência de carga for conectada entre os terminais da célula, esta tensão interna fará com que uma pequena corrente flua por ela.



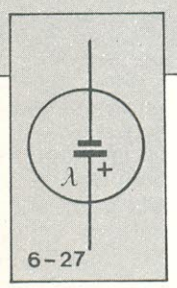
Uma célula fotovoltaica usada num sistema reprodutor de som de projetor cinematográfico.

Esta corrente deverá fluir do material tipo-N, através da carga e de volta ao material tipo-P, fazendo assim as regiões P e N agirem como os terminais positivo e negativo de uma bateria.

Nem todos os fótons que atingem a célula fotovoltaica criam pares elétron-lacuna e muitos dos elétrons e lacunas que separam-se para formar pares, eventualmente se recombinam. A célula é, portanto, um dispositivo altamente ineficiente com relação à conversão de energia luminosa em energia elétrica. Quando sua eficiência é expressa em termos de saída de potência elétrica comparada à potência total contida na energia luminosa da entrada, a maioria das células apresenta eficiência que varia de 3% até o máximo de 15%.

Como você deve imaginar, a tensão de saída produzida por uma célula fotovoltaica é muito baixa. Esses dispositivos geralmente requerem altos níveis de luz para fornecer potência de saída útil. As aplicações típicas requerem uma iluminação de ao menos 500 a 1000 pés-candelas. A 2000 pés-candelas, a tensão média de saída em circuito aberto (sem carga) de uma célula comum é aproximadamente 0,45 V. Quando carregada, uma célula típica pode fornecer 50 ou 60 miliampères de corrente de saída à carga. Entretanto, conectando-se um grande número de células em série ou paralelo, qualquer valor desejado de tensão ou corrente poderá ser obtido.

Quando usadas em satélites ou aeronaves muitas células fotovoltaicas são ligadas conjuntamente, como dissemos, para que se obtenha potência suficiente a operação de equipamentos eletrônicos ou carregar baterias. No entanto, esses dispositivos são ainda usados como componentes individuais em diversos tipos de instrumentos de teste. Por exemplo, eles são empregados em medidores fotográficos de luz portáteis (que não requerem



Símbolo comumente usado para a célula fotovoltaica.

baterias para sua operação). São também utilizados em projetores de cinema para detetar um feixe de luz projetado através do filme. O feixe de luz é modulado (controlado) por um padrão ou trilha sonora que é imprimido próximo à borda da película. Desse modo, a intensidade do feixe de luz varia de acordo com os sons (voz e música) que ocorrem. A célula fotovoltaica simplesmente responde às flutuações da luz e produz uma tensão de saída correspondente que pode ser amplificada e usada para comandar um alto-falante que converterá a energia elétrica em som novamente. Esta aplicação é mostrada na figura 5-27.

Um símbolo esquemático comumente usado para representar a célula fotovoltaica é mostrado na figura 6-27. Este símbolo indica que o dispositivo é equivalente a uma célula fonte de tensão e o seu terminal positivo é indicado pelo signo mais (+).

Pequeno teste de revisão

1 — A célula fotocondutiva é basicamente um _____ sensível à luz.

2 — A resistência de uma célula fotocondutiva diminui quando a intensidade da luz _____.

3 — A célula fotovoltaica converte diretamente a luz em energia _____.

4 — A célula fotovoltaica é muitas vezes chamada de célula _____.

5 — As células fotovoltaicas são geralmente ligadas em _____ para produzir uma tensão de saída maior.

Respostas

1. resistor
2. aumenta
3. elétrica
4. solar
5. série

PRÁTICA EM TÉCNICAS DIGITAIS

14º LIÇÃO

MEMÓRIAS ROM

A memória apenas de leitura (read only memory), *ou ROM, é um circuito eletrônico usado para armazenar permanentemente informação binária. É evidente sua importância nos computadores digitais, das pequenas calculadoras de bolso aos mais complexos sistemas. Vejamos então como funciona e como é construída uma ROM.*

A principal característica de uma memória apenas de leitura é que a informação binária nela contida está permanentemente gravada. Dispõe-se de ROMs práticas que armazenam até 65.000 bits de dados. Normalmente elas são organizadas para guardar palavras de múltiplos bits em igual quantidade total. Por exemplo, uma ROM típica é capaz de armazenar 512 palavras de oito bits ou 4096 bits. Esses dados são escritos na memória quando de sua fabricação e seu conteúdo usualmente não pode ser alterado depois. Isso contrasta com as muitas memórias de escrita/leitura, nas quais se pode tanto ler como escrever um dado. Esse tipo de memória é geralmente chamado de memória de acesso aleatório ou RAM (*randon acess memory*). Alguns registradores podem ser tomados como exemplo desse tipo de memória.

A organização geral das memórias de escrita/leitura e apenas de leitura é basicamente a mesma. Ambas contém um certo número de localizações de memória onde os dados podem ser armazenados. Na ROM, a informação é aí guardada permanentemente e pode ser lida em qualquer ordem. Na RAM, os dados podem ser escritos ou lidos em qualquer parte da memória a qualquer momento. Embora a memória de escrita/leitura seja mais flexível, ela é também, mais cara. Esse é o tipo de memória normalmente utilizado como seção armazenadora principal de um computador digital. Centraremos nossa discussão na ROM, que é um circuito muito útil na implementação de sistemas digitais.

Operação da ROM

A figura 1-14 mostra o diagrama de blocos geral de uma memória apenas de leitura. Ele consiste de três seções principais: o decodificador de endereços, os elementos de armazenamento da memória, e os circuitos de saída.

O decodificador de endereços é como qualquer decodificador binário, que aceita uma palavra binária de múltiplos bits de entrada e decodifica todos os possíveis estados de entrada. Apenas uma das saídas decodificadas será ativada. No decodificador de endereços da figura 1-14, há cinco bits de entrada significando que um total de $2^5 = 32$ diferentes estados podem ser decodificados. Essa palavra de entrada de cinco bits especifica uma das 32 localizações individuais da memória. Essa palavra da entrada é normalmente denominada *endereço.*

O corpo principal da memória consiste de circuitos ou componentes eletrônicos empregados para acumular os dados binários. Estes elementos de armazenamento são arranjados de modo que um numero especifico de palavras binárias de múltiplos bits possa ser armazenado. A organização da figura 1-14 permite que 32 palavras de oito bits sejam guardadas. As localizações da memória são designadas de 0 a 31. A aplicação de um código de endereços de cinco bits à entrada deverá fazer com que o conteúdo do local endereçado apareça na saída. Note que se o código de endereçamento da entrada for 00100, o conteúdo do local 4 da memória aparecerá na saída. Todos os outros lugares da memória serão ignorados nesse momento. Os circuitos de saída acoplam o conteúdo da memória para que os dados possam ser usados em outros circuitos lógicos.

Construção da ROM

Há muitas maneiras diferentes de implementar memórias apenas de leitura com componentes eletrônicos. Qualquer componente ou circuito capaz de armazenar um binário na condição 0 ou 1 pode ser usado. Núcleos magnéticos e capacitores são exemplos de elementos que vem sendo utilizados para guardar dados binários em uma ROM. As mais modernas memórias apenas de leitura, entretanto, são circuitos semicondutores. Ambos os tipos, bipolar e MOS, são usados. Já que as ROMs podem armazenar uma quantidade significativa de dados elas são geralmente classificadas como circuitos integrados em larga escala (LSI). A maior parte das ROM, tanto bipolares como MOS, são embaladas em cápsulas comuns em linha dupla (DIP). Devido à grande variedade de suas aplicações, as ROMs são circuitos fei-

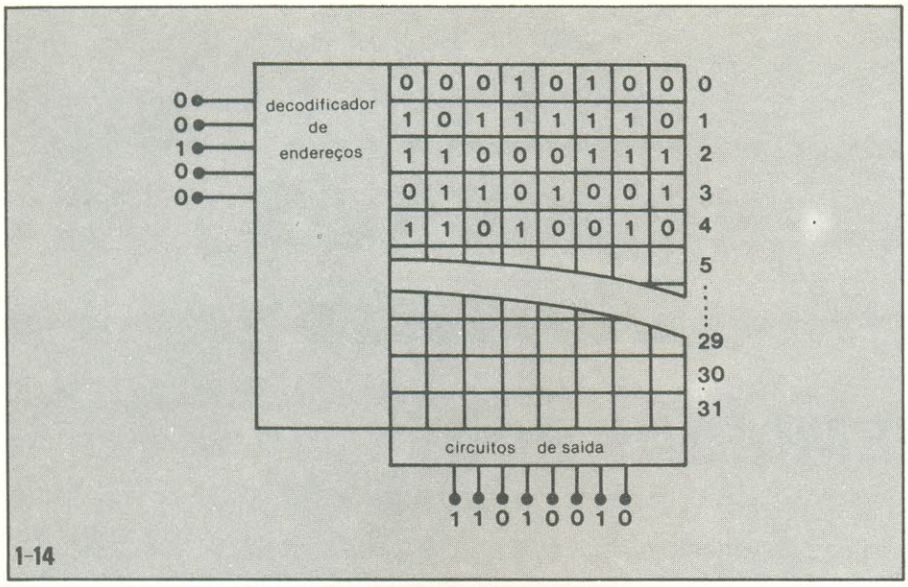
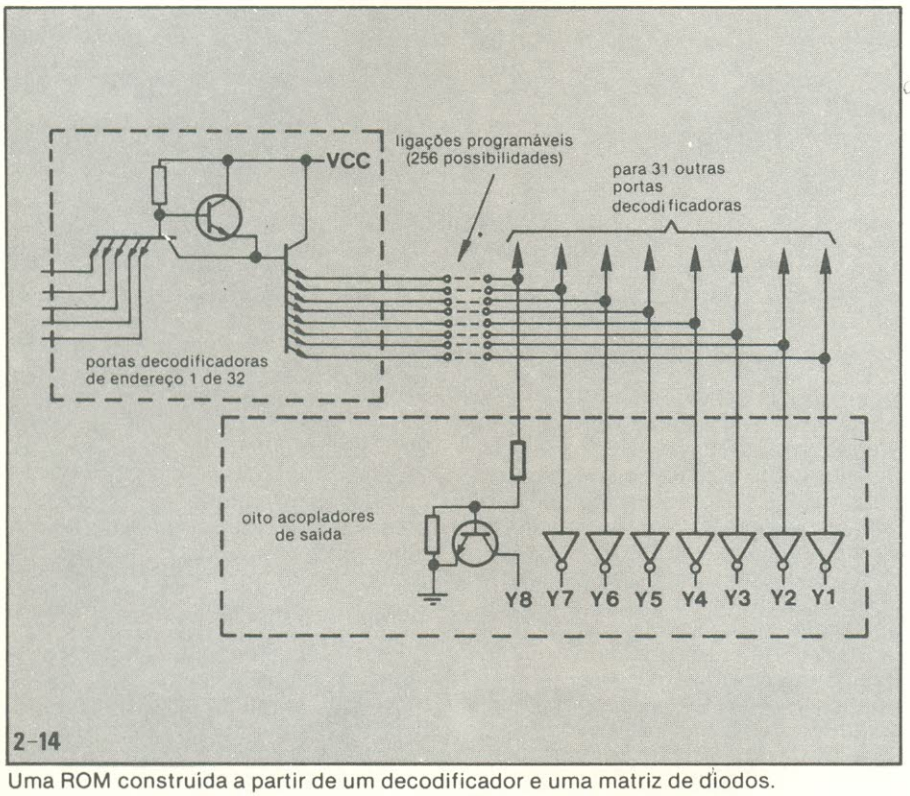


Diagrama de blocos geral de uma memória apenas de leitura.



Uma ROM construída a partir de um decodificador e uma matriz de diodos.

tos sob encomenda. O usuário especifica antes o conteúdo da memória ao fabricante. Veremos a seguir os tipos mais populares de circuitos integrados ROM em uso atualmente.

ROM matriz de diodos — A figura 2-14 mostra uma memória apenas de leitura construída com um decodificador um de oito e uma matriz de diodos. O decodificador um de oito recebe uma palavra de endereçamento de entrada de três bits e gera todas as possíveis combinações decodificadas de saída. Isto significa que o decodificador deverá reconhecer o número de entrada de três bits aplicado a ele e liberar somente uma das oito saídas. Por exemplo, se o número binário de entrada for 011, a linha de saída número 3 irá para 0. Todas as demais linhas decodificadoras de saída estarão altas nesse instante. Quando a linha decodificadora de saída número 3 vai a 0, ela leva os cátodos dos diodos conectados a essa linha para o nível baixo. Esses diodos conduzem através de seus resistores limitadores. Isso força as linhas X e Z para O. As linhas W e Y estão altas nesse instante, devido aos resistores limitadores. Uma vez que todas as outras saídas decodificadoras estão altas, os outros diodos do circuito são cortados nesse momento. Observando as linhas de saída ZYXW, então, você verá o código de saída 0101. No local de endereçamento 011 (3), o número binário armazenado é 0101, portanto.

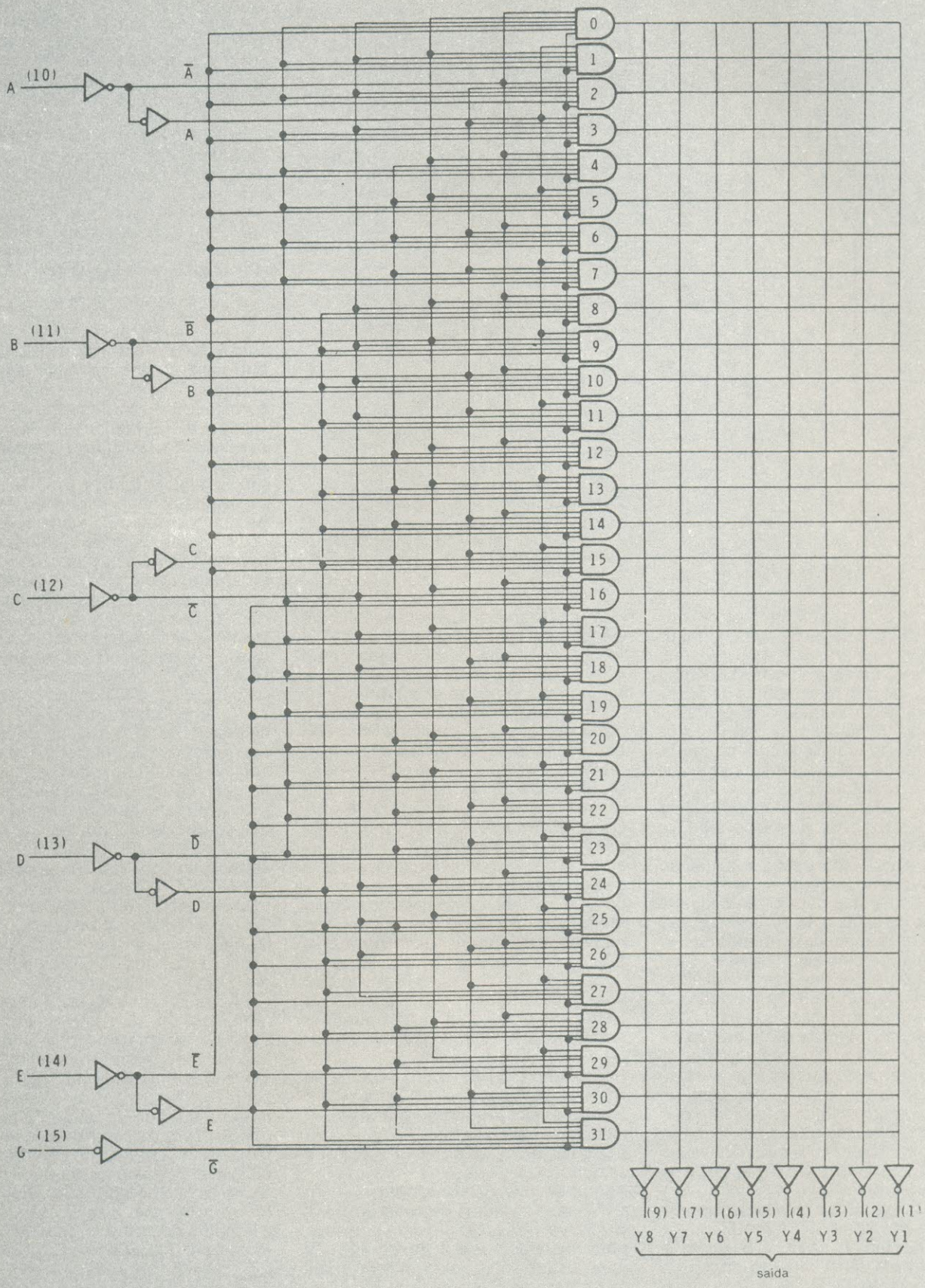
Considere o feito da aplicação do endereço 110 à entrada do decodificador. Isso deverá colocar a saída decodificadora 6 em 0, fazendo as linhas de saída Y e Z irem para O. As linhas W e Z deverão estar altas nesse instante. Isso quer dizer que o número de saída é 0011. O conteúdo do local 110 (6) da memória é o número de quatro bits 0011.

Uma observação atenta à ROM da figura 2-14 revelará que o dado está armazenado na memória tanto com a presença, como na ausência de um diodo. Neste circuito a conexão de um diodo entre a saída decodificadora e a linha de saída causa a leitura de um 0 binário quando a linha de endereçamenteo está liberada. A ausência de um diodo causa a leitura de 1 binário. Um outro meio de olhar para a memória apenas de leitura é considerar cada linha de saída, com seus diodos e resistores de saída associados, como uma porta OU de diodos. Um zero sobre qualquer entrada de diodo fará a saída ir para 0.

Existem alguns CIs de memória apenas de leitura comerciais projetados e construídos exatamente como aquele mostrado na figura 2-14. Os circuitos integrados ROM são construídos inicialmente de modo que um diodo seja conectado a cada local de memória possível. Isto significa que todos os lugares da memória são incialmente programados com 0 binário. Para armazenar dados na memória, um pulso de sinal externo é aplicado às linhas de saída, de maneira tal que reverta certos diodos e faça com que sejam destruídos. Destruindo um diodo e fazendo com que seja aberto, um estado 1 binário é programado. Tais ROMs podem ser programadas pelo fabricante ou pelo usuário. Memórias apenas de leitura que permitem ao usuário armazenar os dados que ele necessita são chamadas de memórias apenas de leitura programáveis (PROMs).

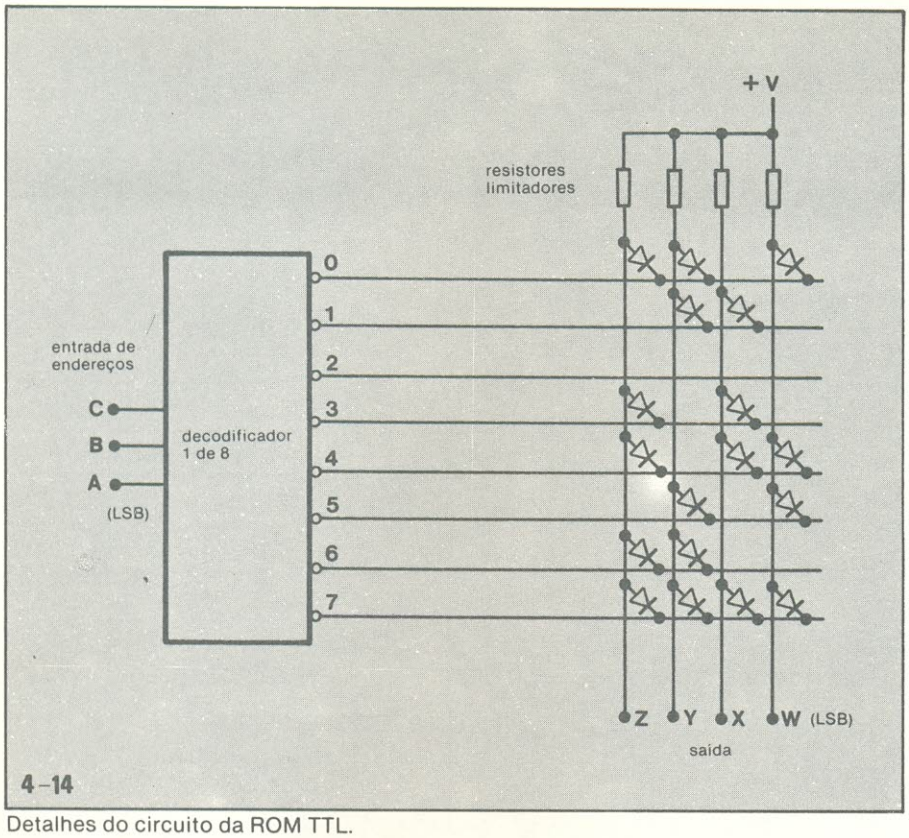
ROM bipolar — A figura 3-14 apresenta uma típica memória apenas de leitura comercial. Esta ROM de 256 bits utiliza cirucitos TTL. A memória é organizada em 32 palavras de oito bits. As entradas de endereçamento indicadas de A até E são usadas para seleção de uma das 32 palavras armazenadas na memória. Note que o circuito é basicamente um decodificador 1 de 32.

A figura 4-14 mostra o circuito detalhado da ROM. Está ilustrada nesta, uma das 32 portas decodificadoras de



3–14

ROM TTL de 256 bits.



Detalhes do circuito da ROM TTL.

endereço e os oito circuitos acopladores de saída. A saída de cada porta decodificadora é um transistor com oito emissores. Estes emissores são interligados aos oito acopladores de saída. A programação da memória é feita conectando ou deixando abertas estas conexões de emissores. Se um emissor for conectado a um acoplador de saída, a tensão de saída irá para 0 quando aquela porta decodificadora for endereçada. Se o emissor não for conectado, um nível alto de tensão será lido no acoplador associado quando a porta for endereçada.

Os emissores das portas decodificadoras de saída a serem usadas, são ligados às respectivas entradas dos oito acopladores de saída quando o circuito integrado é fabricado. O usuário especifica o conteúdo da memória e o fabricante produz máscaras especiais que farão a interconexão metálica do circuito integrado no arranjo adequado para armazenar o dado desejado. Note que os acopladores de saída possuem uma saída em coletor aberto. Isto permite às saídas serem ligadas na forma de OU com outras memórias semelhantes, de modo que a capacidade de armazenamento seja expandida. Circuitos de saída de três estados são usados em algumas ROMs TTL. A linha de entrada G na ROM da figura 4-14 é utilizada para liberar ou inibir o circuito, de maneira que este dispositivo possa ser combinado com outros similares na formação de uma memória com muito mais lugares. Essa linha é geralmente referida como linha de seleção do integrado e é usada como uma entrada extra de bit de endereçamento em memórias expandidas.

A figura 5-14 indica dois modos como uma ROM de tamanho padrão pode ser usada para tornar as memórias maiores. A figura 5-14A mostra duas ROMs conectadas para formar uma memória para 32 palavras de 16 bits. Cada ROM pode guardar 32 palavras de oito bits como indicam as designações 32×8. As cinco linhas de endereçamento estão em paralelo, assim cada ROM é liberada ao mesmo tempo. Metade da palavra de 16 bits é armazenada na ROM superior e os outros oito bits na ROM inferior. Uma vez que as duas ROMs são endereçadas simultaneamente, ambas as partes serão lidas ao mesmo tempo. A linha de entrada G habilitará a memória quando estiver em O.

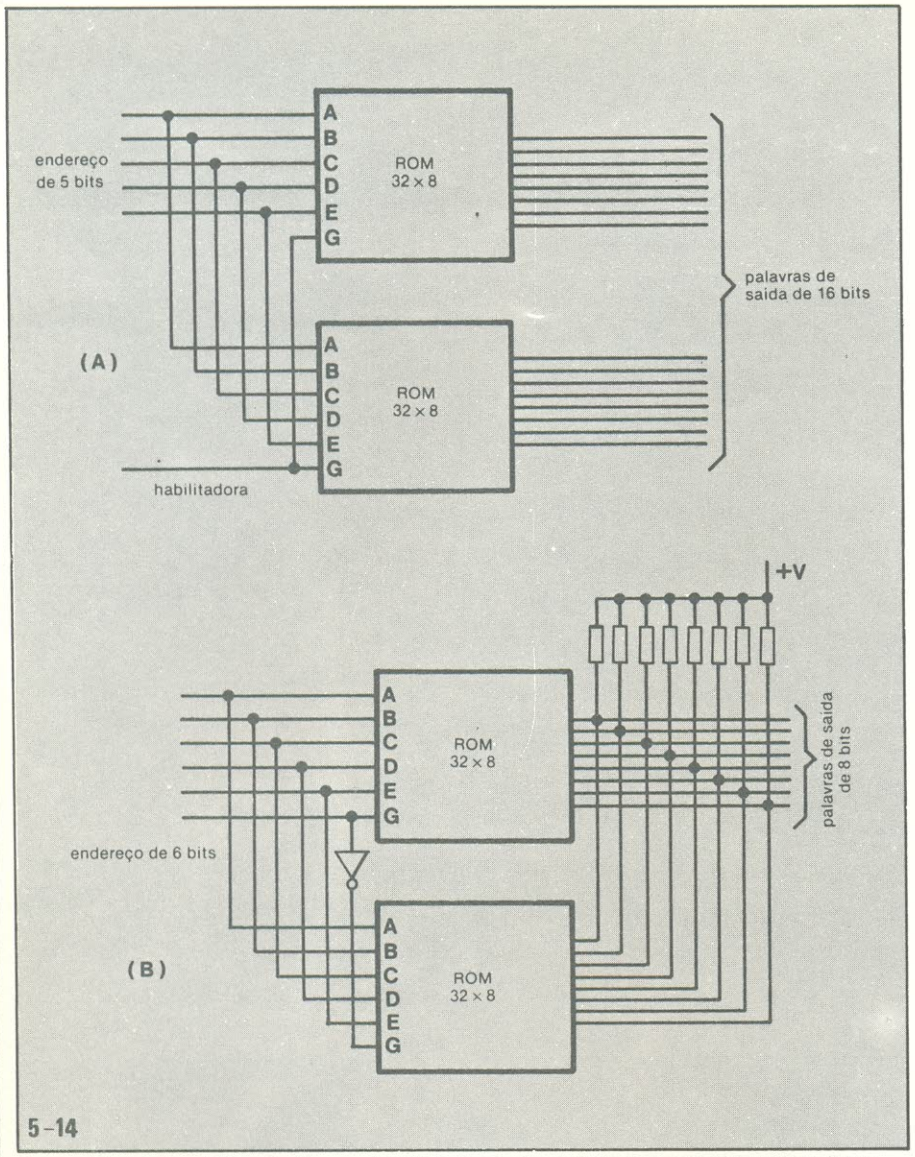
A figura 5-14B aponta como as ROMs 32×8 podem ser usadas para formar uma memória para armazenar 64 palavras de oito bits. Trinta e duas das palavras estão na ROM superior e as outras trinta e duas na ROM inferior. As saídas das ROMs são ligadas em OU. As cinco linhas de endereçamento, de A até E, estão em paralelo. As linhas habilitadoras dos integrados são usadas como uma sexta linha de endereçamento. Lembre-se, são necessários seis bits para endereçar 64 palavras ($2^6 = 64$). Esta sexta linha é o MSB (dígito menos significativo) do endereço. Os cinco bits de menor ordem endereçam ambas as ROMs simultaneamente. Mas, apenas uma das duas ROMs será liberada pela entrada G. O inversor mantém estas linhas complementares.

Se a entrada de endereçamento (GEDCBA) 101101 for aplicada, a localização 13 (01101) em cada memória será endereçada. Porém, a entrada G é 1 binário. Isto desabilitará a ROM superior e assim todas as suas linhas de saída estarão altas. A entrada G para a ROM inferior será baixa devido ao inversor. Portanto, esta ROM será liberada e a palavra de localização 01101 será lida.

ROMs MOS — Muitas memórias apenas de leitura são implementadas com circuitos integrados de metal-óxido semicondutor. Os circuitos MOS prestam-se bem à implementação de memórias ROM. Devido ao pequeno tamanho da maioria dos circuitos MOSFET, muitos elementos de memória e circuitos lógicos podem ser construídos em pequeno espaço. Esta alta densidade de circuitos permite que memórias apenas de leitura com um conteúdo de bits muito alto sejam facilmente fabricadas. Muitos milhares de bits de dados podem ser armazenados numa pastilha de silício de aproximadamente 1/4 de centímetro quadrado. Tais ROMs são de baixo custo e consumo de potência muito menor.

A organização básica e estrutura de uma ROM MOS é essencialmente a mesma que qualquer outra memória apenas de leitura. Um decodificador de endreços seleciona a palavra desejada. A presença ou ausência de um dispositivo semicondutor em uma rede matriz especifica um 0 ou 1 binário armazenado no local endereçado. Nas ROMs MOS, o elemento básico de armazenamento é um MOSFET de modo de crescimento. A presença de um MOSFET programa um 1 binário. A ausência desse dispositivo significa que um 0 binário foi programado.

A figura 6-14 indica a estrutura interna básica de uma típica ROM PMOS. O material tipo P é difundido no interior do substrato em longas tiras chamadas linhas de bits. Estas difusões tipo-P formam as conexões de dreno e supridouro do MOSFET. Perpendiculares às áreas de difusão P estão as linhas metálicas de seleção de palavras. Estas áreas de metal constituem os elementos porta dos MOSFETs. A figura 6-14 mostra vários exemplos de como os MOSFETs são formados. O supridouro (S), a porta (G) e o dreno (D) de cada MOSFET estão indicados. Para programar a memória, os MOSFETs formados por esta estrutura são ora liberados, ora inibidos, por



Dois métodos de utilização de uma ROM de tamanho padrão para construir memórias maiores. (A) aumentando o tamanho da palavra. (B) aumentando os lugares de armazenamento.

operações apropriadas de mascaramento durante a fabricação. Como dissemos anteriormente, se o MOSFET estiver liberado, 1 binário deverá aparecer naquele local. A desabilitação do MOSFET fará com que um 0 binário seja registrado no local selecionado.

Na estrutura das ROMs MOSFET, as linhas metálicas seletoras de palavras são ligadas às portas dos MOSFETs onde binários 1 estão guardados. Estas linhas metálicas seletoras de palavras são comandadas pelas saídas de um decodificador. Os terminais de supridouro dos MOSFETs são ligados ou à terra ou à fonte de alimentação V_{SS}. As conexões de drenos dos MOSFETs são designadas linhas de bits. Se uma das linhas metálicas seletoras de palavras ficar negativa, o MOSFET associado com aquela palavra deverá conduzir e o potencial de terra (ou V_{SS}) aparecerá na linha de bits.

A figura 7-14 ilustra-nos com um circuito ROM MOSFET. Q1 é um MOSFET formado pelo processo indicado na figura 6-14. A presença ou ausência desse transistor é função do processo de mascaramento levado durante a fabricação. Observe que a porta de Q1 está habilitada pela saída do decodificador X. Se a linha seletora de palavras estiver negativa, Q1 conduzirá e um binário 1 deverá aparecer na linha de bits. Entretanto, esse 1 binário poderá ou não alcançar a saída da ROM, dependendo do estado de Q2. Q2 e o decodificador Y também são usados na seleção da palavra de saída desejada.

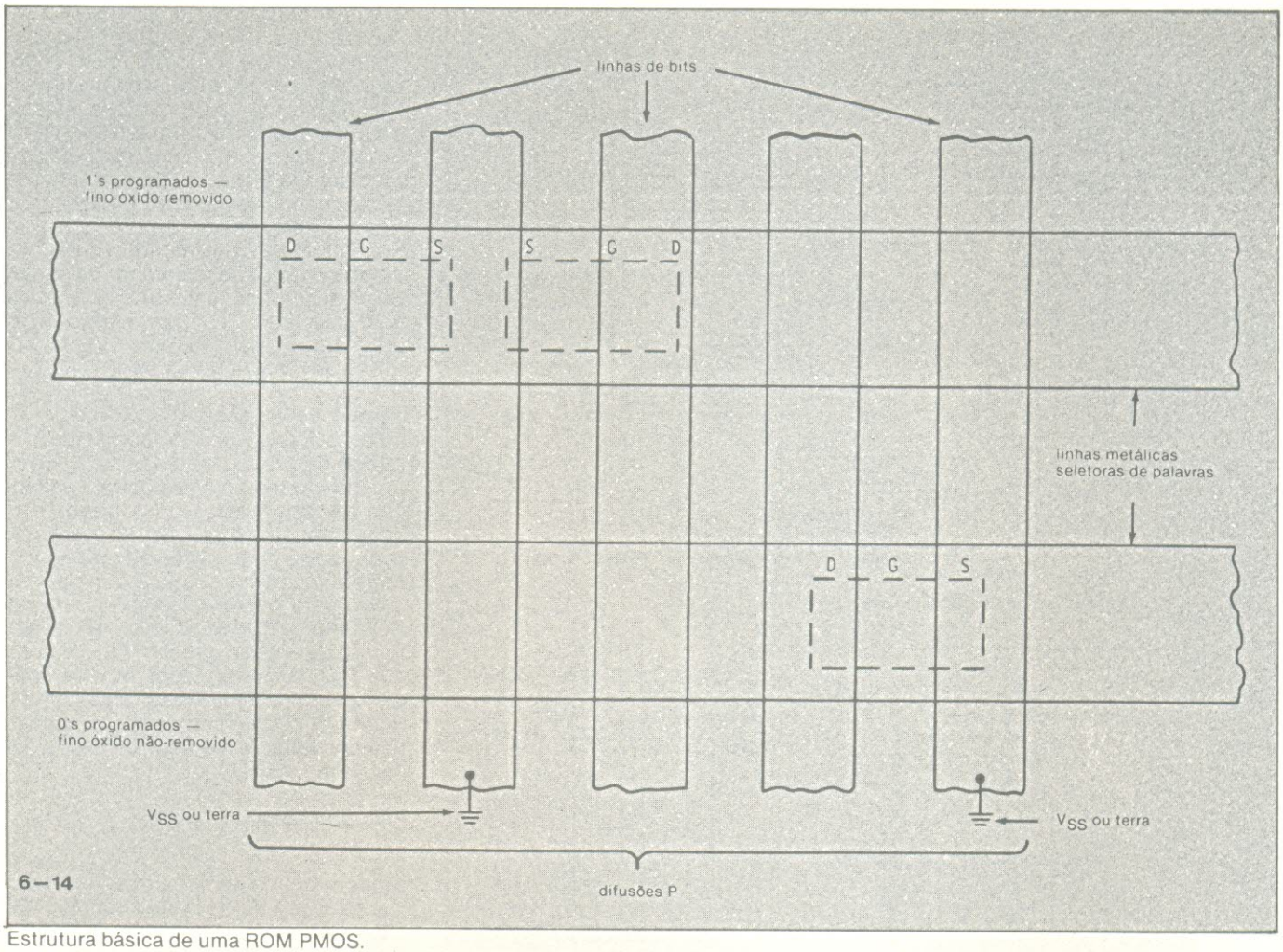
A maioria das ROMs MOS emprega um método de decodificação matriz XY. Na figura 7-14 estão presentes dois decodificadores 1 de 8. Duas palavras de 3 bits são empregadas para endereçar uma certa palavra. Os dois números de 3 bits da entrada são simplesmente tratados como um único endereço de seis bits. Seis bits definem $2^6 = 64$ bits lugares. Utilizando dois decodificadores 1 de 8, um total de 64 palavras pode ser endereçado. A palavra na memória é selecionada habilitando cada decodificador com a palavra de três bits apropriada. Se o decodificador Y liberar Q2, este conduzirá e ligará a linha de bits ao acoplador de saída. Se o decodificador não liberar Q2, a saída na linha de bits mostrada não aparecerá na saída apesar da linha seletora de palavra ter liberado Q1.

Tempo de acesso — Como qualquer circuito lógico, a ROM apresenta um atraso de propagação. Isto quer dizer que há um tempo finito entre a aplicação de um endereço na entrada e o aparecimento de um dado na saída. Este atraso de propagação é denominado *tempo de acesso.* Este, é o tempo tomado para encontrar uma palavra na ROM e lê-la. Para ROMs bipolares, este tempo de acesso usualmente é menor que 100 nanossegundos e pode chegar até a 20 nanossegundos. Para ROMs MOS, o tempo de acesso típico fica por volta de algumas centenas de nanossegundos.

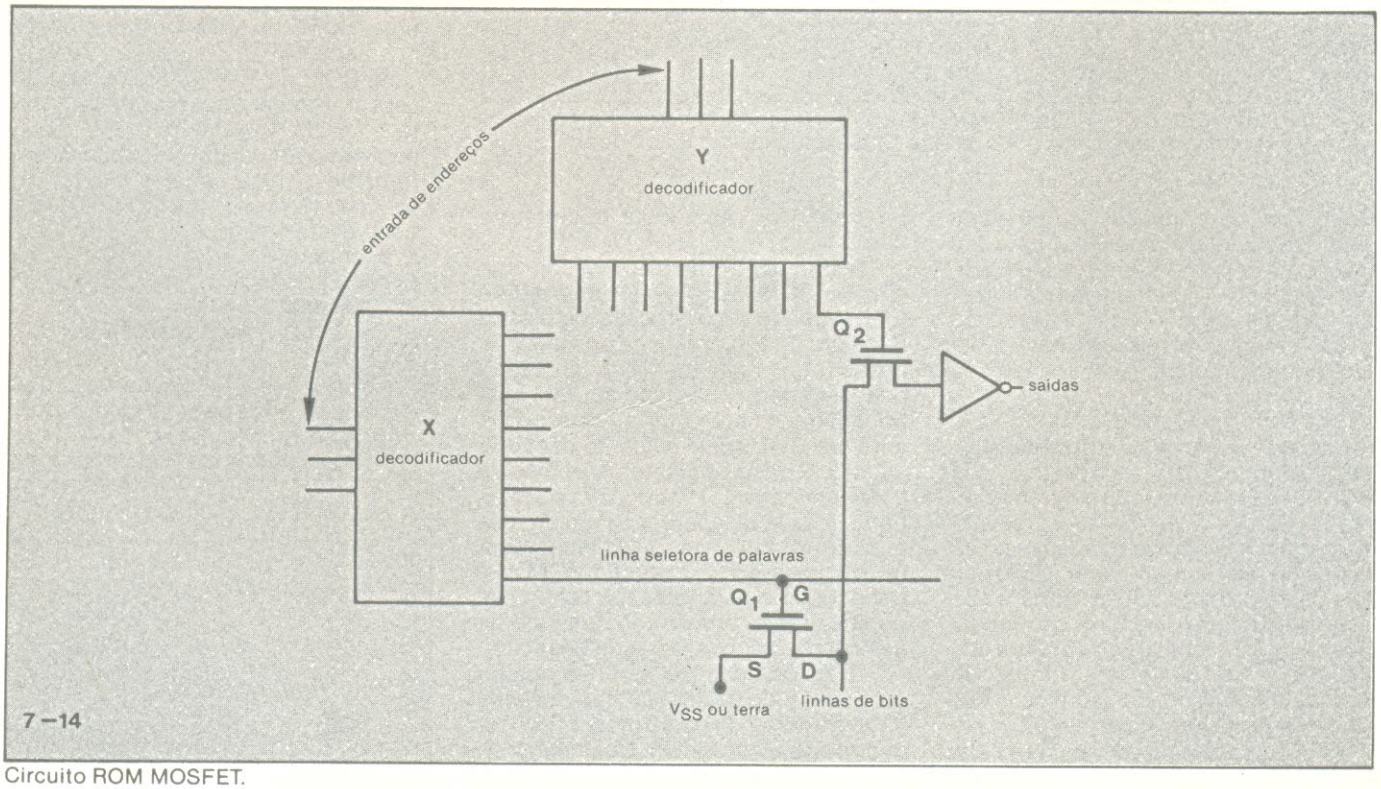
Pequeno teste de revisão

1. O termo RAM geralmente refere-se a:
   a. memória de escritura/leitura.
   b. memória apenas de leitura.
   c. qualquer uma das anteriores.
2. A palavra binária de entrada para uma ROM (ou RAM) é geralmente chamada de _____
3. Uma ROM de 1024 bits é oganizada para armazenar palavras de 4 bits. Esta ROM contém _____ palavras e requer um endereço de entrada de _____ bits.
4. Os dados são escritos na ROM quando ela está sendo:
   a) operada
   b) endereçada
   c) fabricada
   d) Os dados nunca são escritos numa ROM.
5. Veja a figura 2-14. Escreva os conteúdos binários de cada lugar da memória no espaço fornecido.

Endereço	Dado binário
0	
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	



Estrutura básica de uma ROM PMOS.



Circuito ROM MOSFET.

6. A capacidade total de bits da ROM da figura 2-14 é _____ .
7. Qual é o tamanho da palavra de uma ROM 16 × 4?
   a) 4 bits
   b) 8 bits
   c) 16 bits
   d) 64 bits
8. O atraso de propagação em uma ROM é chamado de _____ .
9. Numa dada pastilha de silício qual tipo de dispositivo produzirá a memória?
   a) bipolar
   b) MOS

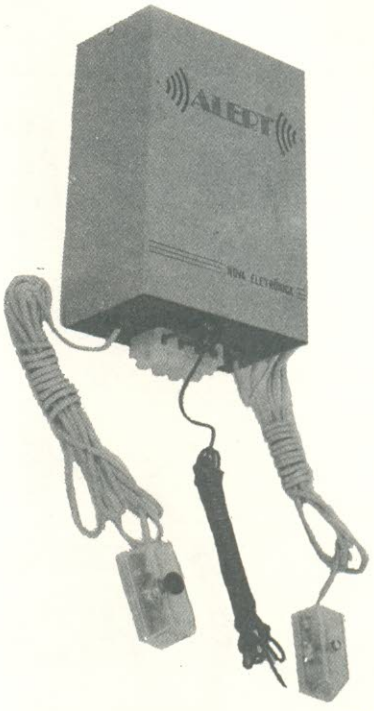
Respostas

1. (a) memória de escrita/leitura.
2. endereço
3. 256 —— 8 . Uma memória de 1024 bits organizada em palavras de 4 bits contém um total de 1024 ÷ 4 = 256 palavras. Elas requisitarão um endereço de 8 bits para serem localizadas ($2^8 = 256$).
4. (c) fabricada. Quando uma ROM programável é usada, o usuário pode armazenar dados nela, sendo que usualmente esta armazenagem é permanente.

5. Endereço	Dados binários
0	0010
1	1001
2	1111
3	0101
4	0100
5	1010
6	0011
7	0000

6. 32. Há oito palavras de 4 bits (8 × 4 = 32 bits).
7. (a) 4 bits. Na designação 16 × 4, o segundo número, usualmente o menor dos dois, refere-se ao tamanho da palavra. O primeiro número refere-se ao número de palavras na memória.
8. tempo de acesso.
9. (b) MOS.

ALERT



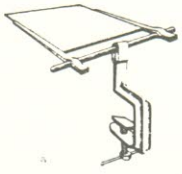
À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

novo

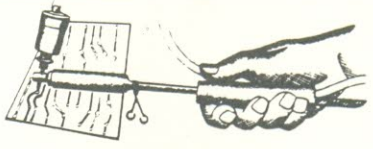
SUGADOR DE SOLDA

Indispensável na remoção de qualquer componente eletrônico. Bico com encaixe, sem rosca, várias opções.

SUPORTE P/ PLACA



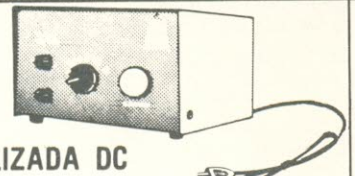
Mantém firme a placa.
Torna o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência, etc...



DESSOLDADOR

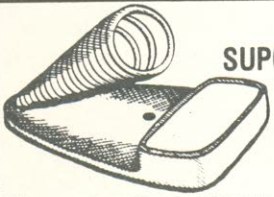
A solução para remoção de circuito integrado e demais componentes. Derrete a solda e faz a sucção.

FONTE ESTABILIZADA DC



Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saida 1 A.

SUPORTE P/FERRO DE SOLDA



Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.

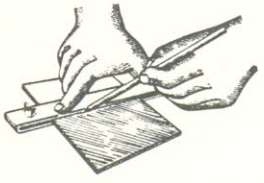
PERFURADOR DE PLACA

Fura com incrível rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.

PESQUISADOR DE SINAIS

O maior quebra-galho do técnico reparador localiza com rapidez, defeitos em rádios de pilha, à válvula, amplificador, etc...

CORTADOR DE PLACA



A maneira mais simples e econômica de cortar placas de circuito impresso.

CETEKIT

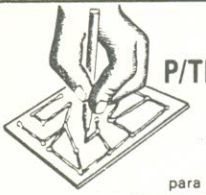
Conjunto completo p/ confecção e montagem de circuito impresso.

SOLICITE GRATIS: Catálogo e Tabela de Cores para Resistências (Plastificado)

• C E T E I S A •

RUA BARÃO DE DUPRAT 312 FUNDOS
STO AMARO S PAULO CEP 04743
TELEFONES 548-4262 e 522-1384

NOME.....
ENDER.....
BAIRRO.....CEP.....
CIDADE.....ESTADO.....



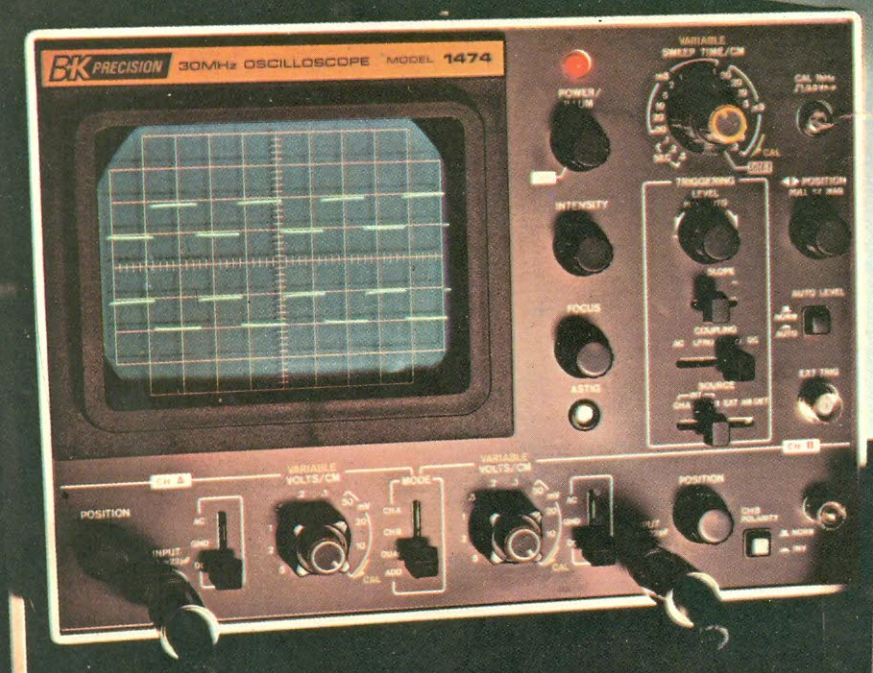
CANETA P/TRAÇAR CIRCUITOS IMPRESSOS

Finalmente a solução para um velho problema, caneta especial para traçagem de circuito impresso diretamente sobre a placa cobreada. Recarregável.

INJETOR DE SINAIS

De tamanho reduzido, indispensável ao técnico, para consertos de rádio, tv, amplificador, etc.

B&K 1474 • OSCILOSCÓPIO DUPLO TRAÇO DE 30 MHz
Tempo de resposta menor que 11,7 ms
Trigger para maior que 50 MHz
5mV/cm de sensibilidade vertical
Seleção automática de trabalho CHOP ou ALTERNATIVE
Testa vários tipos de circuitos lógicos, inclusive ECL
Filtros passa-alta e filtros passa-baixa internos
Mantem precisão de calibração em sinais maiores que 105-130 VAC e 205-260 VAC
20 escalas calibradas da varredura - 0,2us/cm até 0,5 s/cm
Subtração e adição algébrica de sinais
Detetor de RF interno para a amostragem da envoltória
Tela iluminada e pontas de prova incluidas



B&K 820 - CAPACÍMETRO
Mede capacitância desde 0,1 pF até 1 F
Resolução de 0,1 pF
10 faixas para maior precisão nas leituras
4 dígitos num display a LED
0,5% de precisão
entrada para pinos banana ou de inserção
protegido por fusíveis
indicação de ultrapassagem de fundo de escala (overrange)

COMPRE UM INSTRUMENTO ELETRÔNICO IMPORTADO DE ALTA QUALIDADE POR UM PREÇO MUITO VANTAJOSO:

COMPRE B&K PRECISION, NA FILCRES.

A Filcres trouxe ao Brasil a linha completa B&K Precision: Multímetros digitais, Frequencímetros, Geradores de RF, Geradores de função, Testadores de semicondutores, Traçadores de curvas, Geradores de sinal, Analisadores de desempenho para faixa do cidadão e Osciloscópios de 5MHZ até 35MHZ.

Cada um destes instrumentos, mantendo os mais altos indíces de qualidade e precisão dos E.U.A., apresenta uma vantagem indispensável para o mercado brasileiro: versatilidade.

O espaço deste anuncio seria muito pequeno para descrevermos o orgulho que temos destes instrumentos, sua acuidade, capacidade, a inteligência dos acessórios, a gama de aplicações, design substancial, etc.; além de que, você é o técnico e vai querer respostas a outras perguntas, às suas perguntas.

Tome uma decisão simples e inteligente: solicite ao nosso representante técnico uma demonstração do instrumento de seu interesse; para isso basta falar com a Srta. Cileide pelos tels.: 221-0147/222-3458. Ou visite nosso Show-room de Instrumentos, à rua Aurora, nº 165/171.

Estamos confiantes de que você vai encontrar na linha B&K tudo o que você espera de uma instrumentação eletrônica com mais de 30 anos de experiência nos E.U.A. Menos o preço que, como já avisamos, vai lhe parecer meio subdesenvolvido.

FILCRES

Filcres e distribuidores em todo o Brasil
PBX: 223-7388 - C.P.: 18.767 - SP - CEP: 01209
TELEX: 01131298 FILG

Começou uma nova geração de amplificadores para o som do seu carro: spa 80

stereo power amplifier

Com potência real de 82 Watts RMS (120 IHF), indicada e controlada através de VU meter especial, estéreo, o SPA-80 incorpora recursos que além de proporcionarem maior potência e melhor som em qualquer nível de volume, ainda consome menor energia da bateria - mesmo quando o motor do veículo estiver desligado. Chave reversora de canais e controles independentes de graves e agudos, completam sua tremenda versatilidade e eficiência.

hi-fi car bravox

ACB